E. FROMY

mesures en radiotechnique

MESURES
EN
RADIOTECHNIQUE

PAR

E. FROMY
Docteur ès Sciences - Ingénieur E. S. E.
Professeur à l'École Supérieure d'Électricité

QUATRIÈME ÉDITION

DUNOD
PARIS
1963

©, DUNOD 1958

PRÉFACE DE LA QUATRIÈME ÉDITION

— Dans sa quatrième édition, comme dans les précédentes, cet ouvrage reste avant tout un manuel de formation générale à l'usage d'étudiants destinés à devenir des expérimentateurs. C'est un intermédiaire entre un cours et un formulaire pratique. On s'est efforcé d'y rassembler l'ensemble des méthodes de mesure relatives aux phénomènes fondamentaux de portée générale et qui trouvent leurs applications directes ou indirectes dans tous les domaines de la radiotechnique. Dans ces limites, on s'est imposé comme but d'être aussi clair et complet que possible et de donner au lecteur, non pas une collection de recettes, valables chacune pour un cas particulier, mais des bases de départ qui l'amènent à réfléchir et lui permettent d'aborder sainement n'importe quelle application. On n'a pas craint :

a) de remonter aux sources, c'est-à-dire aux phénomènes et aux développements théoriques de base ;

b) de signaler toutes les difficultés expérimentales, leurs causes, leurs effets, les limites qu'elles imposent et les moyens d'en éliminer les conséquences ;

c) de traiter dans certains cas des problèmes pratiques et même de faire allusion à des normes usuelles.

— Cette édition est sensiblement la reproduction de la troisième. L'ordre des chapitres et leur contenu sont restés inchangés. Cependant, en de nombreux points, des modifications de détail ou des additions ont été apportées pour tenir compte de l'évolution des idées et de la technique, rajeunir en conséquence certains passages, en mieux préciser les conditions d'applications pratiques ou introduire des notions nouvelles, telles que la définition et la mesure de la réserve d'amplification d'un récepteur ou de sa puissance de sortie de référence. On s'est également préoccupé de mettre les notations utilisées en harmonie avec les vocabulaires électroniques récents.

— Comme dans les éditions précédentes, on a systématiquement écarté l'étude des mesures relatives à des techniques relativement spécialisées et récentes, telles que : les hyperfréquences, la modulation de fréquence, les impulsions...

L'importance de ces sujets est devenue telle, en effet, que, pour aborder l'étude des mesures correspondantes dans l'esprit des autres chapitres, il eut été nécessaire d'envisager des développements prohibitifs pour le présent ouvrage. Ces sujets justifient, à eux seuls, l'existence d'ouvrages spécialisés.

Cependant, chaque fois que l'occasion s'en présentait, on s'est efforcé d'amorcer la transition pour permettre au lecteur de transposer dans ces techniques particulières les idées générales qui leur sont applicables.

AVANT-PROPOS

La Radiotechnique utilise toute la gamme des courants connus, depuis le courant continu jusqu'aux courants alternatifs aux fréquences les plus élevées que l'on sache produire.

Dans cette gamme étendue, on distingue habituellement quatre gammes partielles ou classes auxquelles correspondent des appareillages et des techniques opératoires bien caractérisés, à savoir :

a) la gamme des *courants continus*, ou à fréquence nulle ;

b) la gamme dite *industrielle* correspondant à des fréquences de l'ordre de 50 Hz ;

c) la gamme *musicale* ou *acoustique*, dite à *basse fréquence*, comprise approximativement entre 100 ou 200 Hz et 10 000 ou 15 000 Hz ;

d) la gamme *radioélectrique* ou à *haute fréquence* s'étendant depuis 15 000 ou 20 000 Hz jusqu'aux hyperfréquences se chiffrant par plusieurs centaines ou milliers de mégahertz.

— Dans cet ouvrage, qui constitue le cours de mesures de la Section Radioélectricité de l'École Supérieure d'Électricité et qui s'adresse plus spécialement à des techniciens possédant déjà une culture générale bien assise, nous supposerons connues les techniques de mesure relatives aux courants continus et aux courants industriels. Nous nous limiterons donc systématiquement à l'examen des problèmes spéciaux posés par l'exécution des mesures aux fréquences acoustiques et radioélectriques.

Bien entendu, les courants utilisés dans ces deux gammes sont de même nature physique que les courants continus et les courants industriels et obéissent comme eux aux lois classiques de l'électromagnétisme. Par contre, à mesure que l'on avance vers les gammes radioélectriques, la fréquence croît rapidement et avec elle l'importance des effets liés à la rapidité de variation du courant, c'est-à-dire les inductions électromagnétiques et les courants de déplacement à travers les diélectriques.

Simultanément, l'aspect physique des phénomènes apparents et le comportement des divers circuits ou éléments de circuit se modifient progressivement et profondément.

Aux *fréquences inférieures de la gamme musicales*, comme dans le cas des fréquences industrielles, ces effets restent relativement faibles et n'apparaissent avec une intensité appréciable que dans des organes spéciaux où ils sont concentrés et qu'on désigne sous les noms d'inductance et de condensateur. Les circuits sont alors constitués par des assemblages d'éléments, ayant chacun un caractère bien défini, reliés les uns aux autres par des connexions que l'on peut considérer comme des liaisons équipotentielles idéales et qui ne jouent pratiquement aucun rôle dans les propriétés des circuits. On a alors affaire à ce que l'on appelle des *circuits à constantes localisées*, analogues à ceux de l'électrotechnique industrielle.

A mesure que la fréquence s'élève, on est conduit à diminuer progressivement les valeurs des inductances et des capacités localisées ; simultanément les effets d'induction mutuelle entre les divers organes et d'auto-induction dans les connexions prennent une importance croissante ; enfin les courants dérivés par les capacités parasites entre les divers éléments constitutifs des circuits et surtout entre ces éléments et les masses avoisinantes finissent par devenir de l'ordre de grandeur des courants dans les circuits eux-mêmes.

Dans ces conditions, la notion de circuit simple isolé et à constantes localisées disparaît peu à peu pour faire place à celle de circuits multiples de plus en plus complexes. A la limite, les inductances et les capacités localisées prennent des valeurs très faibles et finissent par disparaître ; on arrive alors à la notion de circuits à *constantes réparties* dans lesquels, en fait, les connexions sont devenues les éléments constitutifs essentiels des circuits.

— Ces considérations dominent toute la radiotechnique.

— Dans le cas particulier des mesures, qui nécessitent une définition exacte et précise des circuits sur lesquels on travaille, elles obligent l'opérateur à une analyse attentive de tous les effets d'apparence secondaire et créent, aussi bien pour la conception des circuits que pour l'exécution des montages et des mesures, des sujétions fondamentales qu'il ne faut jamais perdre de vue. En somme elles exigent l'acquisition d'un sens nouveau et de réflexes spéciaux dont l'ensemble constitue « l'*expérience de la haute fréquence* », plus particulièrement en ce qui concerne l'influence de la *masse* qui joue dans les mesures en radiotechnique un rôle primordial.

— En conséquence, dans ce qui suit, et avant d'aborder l'examen des diverses mesures particulières, nous consacrerons un premier chapitre à l'introduction progressive des notions fondamentales particulières relatives aux circuits et aux appareillages de mesure présentant un caractère général.

Nous insisterons tout d'abord sur les propriétés réelles des divers éléments constitutifs des circuits dans le but de familiariser le lecteur avec les effets parasites signalés plus haut et de l'amener à acquérir les réflexes d'utilisation indispensables à l'exécution des mesures en haute fréquence.

Nous passerons ensuite en revue *dans le même esprit* les appareillages de mesure fondamentaux de courant et de tension qui trouvent leur application dans tous les montages ainsi que les divers circuits de mesure, ponts et circuit oscillant, en cherchant à pénétrer le lecteur des motifs qui les prédisposent à leur usage en basse ou en haute fréquence et en lui signalant chemin faisant les causes de perturbations dont il doit se méfier.

— Nous aborderons, seulement après, l'examen des divers procédés de mesure spécialisés en commençant par les procédés utilisables en basse fréquence, dont la technique s'apparente à celle des mesures usuelles à fréquence industrielle sous réserve de quelques précautions particulières nécessitées par l'élévation de la fréquence, et en terminant par l'étude des procédés particuliers à la haute fréquence puis à la très haute fréquence dans lesquels s'affirme progressivement la technique spécifiquement radioélectrique.

— Nous examinerons enfin les diverses mesures applicables à des ensembles radioélectriques, émetteurs et récepteurs, en faisant une place spéciale aux essais sur les récepteurs dont la complexité et la délicatesse exigent de la part de l'opérateur une plus longue accoutumance.

Notons enfin que :

a) dans les chapitres relatifs aux mesures de fréquence, nous nous limiterons systématiquement à l'examen des mesures usuelles en renvoyant le lecteur à

des ouvrages spécialisés (1) pour l'étude des méthodes de très haute précision qui sont l'apanage de quelques laboratoires particuliers ;

b) nous ne traiterons pas des mesures acoustiques qui sont examinées par ailleurs dans les cours d'acoustique (2) ;

c) nous n'aborderons pas non plus les mesures en hyperfréquence dont le développement actuel justifie à lui seul un ouvrage spécialisé ;

d) le plan de travail adopté présente l'inconvénient apparent de scinder en plusieurs parties l'étude de certains appareils ou de certains circuits tels que les oscilloscopes, les ponts, le circuit oscillant, etc., qui sont examinés dans les chapitres I et II au point de vue de leurs propriétés générales et dans les autres chapitres au point de vue de leurs modes d'emploi divers.

Il présente par contre l'avantage d'éviter les répétitions et d'alléger l'étude des applications en limitant les discussions correspondantes aux seules considérations propres à ces applications, les divers appareils de mesure mis en œuvre étant alors supposés parfaitement connus.

— Cet ouvrage s'adressant tout d'abord à des étudiants, on y a fait une large place à l'exposé des principes fondamentaux destinés à introduire progressivement toutes les notions de base et à fournir au lecteur des éléments de discussion applicables à tous les cas usuels. On y a introduit, en outre, certains développements propres à attirer son attention sur des difficultés cachées, qui peuvent devenir dans certains cas des causes de trouble grave, et à l'obliger à réfléchir.

Dans tous les cas on s'est efforcé d'exposer le plus simplement possible les réalités physiques et d'introduire les notions si utiles des *ordres de grandeur* et des *approximations légitimes* qui permettent d'écarter délibérément des longs développements mathématiques souvent prohibitifs dès qu'on veut en appliquer les résultats à des opérations *pratiques* de mesure. A cet effet, toutes les fois que l'occasion s'en présente, on a fait apparaître dans les calculs, aux lieux et places des paramètres habituels R, L et C définissant les circuits, des *facteurs de qualité*, simples coefficients numériques sans dimensions, de valeurs pratiques connues bien caractéristiques des propriétés physiques des circuits et dont l'utilisation méthodique conduit presque toujours à des relations très simples directement utilisables dans tous les cas pour les applications numériques.

— Enfin, aussi bien pour illustrer les exposés théoriques que pour mettre entre les mains du lecteur un instrument de travail pratique, on n'a pas craint de développer en détail les exemples d'applications et les modes opératoires usuels sans négliger de bien mettre en lumière toutes les difficultés susceptibles de venir perturber les mesures. A ce titre, le présent ouvrage peut intéresser également l'ingénieur radioélectricien qui, pour la mise au point de ses appareils, doit faire appel journellement aux procédés de mesure les plus variés, ainsi que les ingénieurs de toutes spécialités qui utilisent de plus en plus des dispositifs de mesure relevant de la radiotechnique.

(1) DECAUX, *Mesures de fréquence de haute précision.* — (Cours de la Section de Radioélectricité de l'École Supérieure d'Électricité).

(2) P. CHAVASSE, *Mesures acoustiques et Téléphonométrie.* — (Cours de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications).

TABLE DES MATIÈRES

AVANT-PROPOS VII

CHAPITRE PREMIER

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES DU MATÉRIEL

A. — ORGANES CONSTITUANT LES CIRCUITS

1° RÉSISTANCES 1

Définition. — Influence de l'effet de peau. — Influence de l'inductance. — Influence des capacités. — Compensation. — Rôles pratiques de L et C. — Réalisations des résistances étalons. — Réalisations diverses.

2° INDUCTANCES 9

Définition. — Inductances réelles. — Impédances d'une bobine. — Facteurs caractéristiques usuels. — Schémas équivalents. — Etalons d'inductance.

3° CONDENSATEURS 16

Définition. — Condensateur à diélectrique. — Schémas équivalents. — Influence des lames d'air. — Condensateurs à air. — Influence des connexions. — Influence de l'inductance des lames. — Schémas et réalisations pratiques. — Condensateurs étalons.

4° SCHÉMAS D'UNE IMPÉDANCE QUELCONQUE 29

B. — SOURCES DE COURANT

1° SOURCES D'ÉNERGIE 30

2° GÉNÉRATEURS A BASSE FRÉQUENCE 31

Oscillateurs à basse fréquence. — Oscillateurs à battement ou interférentiels. — Filtres épurateurs.

3° GÉNÉRATEURS A HAUTE FRÉQUENCE 37

C. — APPAREILS DE MESURE DES COURANTS

1° MESURES DES COURANTS FAIBLES 39

Ampèremètres à redresseurs. — Ampèremètres thermiques. — Thermocouples à fils croisés. — Thermocouples à chauffage indirect. — Fil incandescent. — Dispositifs divers. — Etalonnage.

2° MESURES DES COURANTS INTENSES 48

Diviseurs de courant. — Transformateurs d'intensité. — Emploi d'une impédance étalonnée. — Réducteurs à capacités.

D. — APPAREILS DE MESURE DES TENSIONS

1° MESURES DES TENSIONS MOYENNES 52

Voltmètres à redresseurs. — Voltmètres thermiques. — Electromètres. — Voltmètres électroniques à détection par la plaque. — Utilisation pratique en voltmètre quadratique. — Voltmètre de Moullin. — Voltmètres à seuil. — Voltmètres à valve. — Voltmètres électroniques à détection par la grille. — Voltmètres de crête. — Voltmètres de creux. — Influence du courant résiduel des diodes. — Causes de perturbations en haute fréquence. — Etalonnage en haute fréquence. — Exemple de réalisation pratique — Voltmètres compensés. — Mesures des tensions non sinusoïdales.

2° MESURES DES FAIBLES TENSIONS 79
Principe. — Étalonnage. Emploi pratique. — Dispositions particulières aux radiofréquences.

3° MESURES DES TENSIONS ÉLEVÉES 82

E. — **OSCILLOSCOPES ET OSCILLOGRAPHES CATHODIQUES**

1° DESCRIPTIONS 83
Description du tube. — Amplificateurs. — Base de temps. — Distorsion trapézoïdale. — Caractéristiques usuelles. — Oscillographes de mesure.

2° APPLICATIONS PRATIQUES 94
Relevé d'un oscillogramme. — Tracé des courbes de Lissajous. — Balayage elliptique. — Emploi de l'oscilloscope comme voltmètre.

3° COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE 103

F. — **AFFAIBLISSEURS**

1° CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES 105

2° AFFAIBLISSEURS POUR BASSES FRÉQUENCES 105
Boîtes de résistances jumelées. — Potentiomètres à curseur. — Lignes artificielles. — Diviseurs de tension à décades.

3° AFFAIBLISSEURS POUR HAUTES FRÉQUENCES 110
Affaiblisseurs à résistances. — Affaiblisseurs à transformateur sinusoïdal. — Affaiblisseurs à capacités. — Affaiblisseurs à piston. — Affaiblisseurs à bobine coulissante. — Remarque au sujet de l'étalonnage.

G. — **APPAREILLAGES ANNEXES**

1° TRANSFORMATEURS A ÉCRANS 121

2° DÉPHASEURS 122

3° ÉCOUTEURS TÉLÉPHONIQUES 125

CHAPITRE II
CIRCUITS DE MESURE

A. — **PONTS D'IMPÉDANCES**

1° PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES 126
Définitions et but. — Équilibre. — Compensation. — Précautions de montage. — Sensibilité. — Précision. — Méthode de substitution.

2° DIFFÉRENTS TYPES DE PONTS 144
Classification. — Mesures des résistances. (Pont de Wheatstone) Mesures des capacités, (Pont de Sauty. Pont de Schering.) Mesures des inductances. (Pont d'inductances. Pont de Maxwell. Pont de Hay). — Mesures des fréquences. (Pont à résonance. Pont de Wien). — Comparaison avec une inductance mutuelle. (Pont de Carey-Foster. Pont de Heaviside). — Pont universel. — Influence de la fréquence.

3° PONTS A HAUTE FRÉQUENCE 153
Considérations générales. — Ponts usuels à lectures directes. — Premier pont General Radio. — Second pont General Radio.

B. — **PONTS EN DOUBLE T ET EN T SHUNTÉ**

1° PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES 163
Définitions et but. — Conditions d'équilibre. — Structures élémentaires en T. — Avantages et inconvénients pratiques.

2° DIFFÉRENTS TYPES DE PONTS EN T 169

C. — **PONTS DIVERS**

1° PONTS DIFFÉRENTIELS 175
Principe. — Ponts différentiels de la B. B. C.

2° PONTS DE MESURE DES RÉSISTANCES NÉGATIVES 180
Principe. — Compensation des capacités parasites.

D. — **CIRCUIT OSCILLANT**

1° DÉFINITIONS 183

2° PROPRIÉTÉS FONDAMENTALES 184
Mise en équations. — Étude de la résonance de courant. — Étude de la résonance de tension.

3° MONTAGES ET EMPLOIS PRATIQUES 191
Résonance de courant. — Résonance de tension. — Couplage de la source au circuit.

CHAPITRE III
MESURES EN BASSE FRÉQUENCE

A. — GÉNÉRALITÉS

Gamme de fréquence. — Résistances — Inductances. — Condensateurs. — Circuit de mesure.— Sources de courant.— Détecteurs de zéro

B. — MESURES DES IMPÉDANCES

1° MESURES DES RÉSISTANCES 198

2° MESURES DES INDUCTANCES 198
Pont d'inductances. — Pont à résonance. — Pont de Maxwell. — Mesures des inductances sous courant continu. — Mesures des inductances mutuelles.

3° MESURES DES CAPACITÉS 202
Capacités de bonne qualité. — Capacités de mauvaise qualité. — Mesure de l'angle de pertes des condensateurs. — Faibles capacités. — Condensateurs chimiques. — Condensateurs à trois pôles.

4° MESURES DES IMPÉDANCES QUELCONQUES 213
Mesure des grandes impédances au pont de Sauty. — Contrôle d'une impédance à l'oscilloscope cathodique.

C. — MESURES DIVERSES EN BASSE FRÉQUENCE

1° MESURES DES CONSTANTES D'UN DIÉLECTRIQUE 216
Principe. — Diélectriques solides. — Diélectriques liquides. — Influence des lames d'air. — Diélectriques de référence.

2° MESURES DES FRÉQUENCES 220
Mesures au pont. — Comparaisons à l'oscilloscope cathodique. — Fréquencemètres à résonance. — Fréquencemètres à lecture directe. — Mesure de la fréquence de balayage d'un oscilloscope.

3° MESURES DES DÉPHASAGES 230
Mesures à l'oscilloscope cathodique. — Mesures au voltmètre. — Méthode de comparaison. — Méthode du changement de fréquence. — Phasemètre à lecture directe.

4° MESURES DE LA DISTORSION HARMONIQUE 242
Définitions. — Analyse harmonique. — Mesure du taux d'harmoniques. Distorsiomètres. — Contrôle à l'oscilloscope cathodique.

5° MESURES SUR LES AMPLIFICATEURS 255
Définitions. — Mesure de l'amplification. — Mesure de la linéarité. — Mesure de la fidélité. — Mesure du déphasage. — Mesure de la distorsion harmonique. — Mesure de l'intermodulation. — Mesure des ronflements.

6° MESURES DES PUISSANCES 261
Principe. — Wattmètre électronique. — Mesure à l'oscilloscope cathodique. — Wattmètre de sortie.

CHAPITRE IV

MESURES DES CARACTÉRISTIQUES DES TUBES A VIDE

A. — MESURES EN COURANT CONTINU

1° RELEVÉ DES CARACTÉRISTIQUES STATIQUES 264
Tracé des courbes. — Paramètres caractéristiques usuels.

2° MESURES DIRECTES DES PARAMÈTRES ρ, μ, S. MÉTHODE D'APPLETON .. 267
Mesure de la résistance interne ρ. — Mesure du facteur d'amplification μ. — Mesure de la pente S. — Validité.

3° CONTRÔLE DU DEGRÉ DE VIDE D'UN TUBE 270

B. — MESURES EN COURANT ALTERNATIF

1° TRACÉ DES CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES A L'OSCILLOSCOPE 271
But. — Modes opératoires.

2° MESURES DES PARAMÈTRES ρ, μ, S, MÉTHODE DE MILLER 272
Avantages. — Mesure du facteur d'amplification μ. — Mesure de la résistance interne ρ. — Mesure de la pente S.

3° MESURES DIRECTES DE LA PENTE S 276

4° MESURE AU PONT DE LA RÉSISTANCE INTERNE 277

5° MESURES DES PARAMÈTRES DANS LE CAS D'UN TUBE PENTODE ... 278

6° MESURES DES CAPACITÉS ENTRE ÉLECTRODES DES TUBES 279
Emploi du pont. — Mesure de la capacité plaque-grille d'une pentode.

7° MESURE DE LA DISTORSION PRODUITE DANS UN TUBE 281
Distorsion du courant de plaque. — Puissance maximale.

8° MESURE DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE 283

9° RELEVÉ DES CARACTÉRISTIQUES DE DÉTECTION 284
Définitions. — Relevé des caractéristiques statistiques. — Détermination des paramètres de détection.

10° MESURES D'UNE PENTE DE CONVERSION 286
Définitions. — Mesure directe de la pente de conversion. — Mesure directe de l'amplification de conversion.

CHAPITRE V

MESURES DES IMPÉDANCES EN HAUTE FRÉQUENCE

A. — CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

1° GAMME DE FRÉQUENCE 291

2° CARACTÉRISTIQUES DES ORGANES FONDAMENTAUX 291
Résistances. — Inductances. — Condensateurs.

3° APPAREILLAGE 293
Sources de courant. — Appareils de contrôle. — Précautions de montage.

4° TECHNIQUES DE MESURE 296
Ponts. — Circuit oscillant. — Conclusions.

B. — MESURES AUX PONTS A HAUTE FRÉQUENCE

1° PONTS ORDINAIRES 298
Mesures directes. — Mesures indirectes. — Méthodes de substitution.

2° PONTS EN T 304
Pont en double T pour la mesure des impédances. — Pont en T shunté pour la mesure des grandes résistances.

C. — MESURES PAR RÉSONANCE D'UN CIRCUIT OSCILLANT

1° PROPRIÉTÉS PRATIQUES D'UN CIRCUIT OSCILLANT DE MESURE..... 306

Schéma réel. Précautions de montage. — Formes pratiques. — Couplage avec la source. — Montages usuels. — Principe général des mesures.

2° DÉTERMINATION DES CARACTÉRISTIQUES D'UN CIRCUIT OSCILLANT DE MESURE 318

Définition. — Détermination de la capacité de résonance. — Mesure du facteur de surtension du circuit. — Mesure de l'inductance apparente de la bobine. — Mesure de la résistance apparente à la bobine. — Mesure de la résistance réelle de la bobine. — Mesure du décrément du circuit. — Méthode du dynatron.

3° MESURES DES RÉSISTANCES PURES..... 326

Définitions. — Mesure des faibles résistances. — Mesure des grandes résistances. — Mesure des résistances moyennes.

4° MESURES DES CARACTÉRISTIQUES DES INDUCTANCES..... 332

Définitions. — Mesure de l'impédance apparente. — Mesure de la capacité répartie. — Mesure de l'impédance réelle. — Mesure de la longueur d'onde propre. — Mesure d'une inductance mutuelle. — Mesure de l'indice de couplage d'un transformateur accordé.

5° MESURES DES CARACTÉRISTIQUES DES CONDENSATEURS..... 339

Mesure des faibles capacités. — Influence de l'humidité. — Méthode de substitution aux bornes d'un oscillateur. — Mesure des grandes capacités. — Mesure de l'inductance interne et de la capacité réelle. — Mesure de la fréquence de résonance.

6° CONDITIONS PRATIQUES D'EMPLOI 344

Remarques préliminaires. — Principe de mesure. — Mesure des faibles capacités. — Mesure des grandes capacités.

7° MÉTHODE GÉNÉRALE DE MESURE DES IMPÉDANCES..... 347

Généralités. — Mesure des grandes impédances. — Mesure des faibles impédances. — Acuimètre (Q-mètre).

8° INFLUENCES PERTURBATRICES ET MESURES DES IMPÉDANCES RÉSIDUELLES..... 360

Principe. — Influence de l'inductance interne du condensateur étalon. — Mesure de l'inductance interne du condensateur étalon. — Influence de la résistance interne du condensateur étalon. — Mesure de la résistance interne du condensateur étalon. — Cas général. — Influence d'une capacité résiduelle. — Influence des pertes latérales. — Mesure de la résistance de pertes latérales. — Conclusions pratiques.

CHAPITRE VI

MESURES DIVERSES EN HAUTE FRÉQUENCE

A. — MESURES DES CONSTANTES D'UN DIÉLECTRIQUE

1° MESURE DE LA CONSTANTE DIÉLECTRIQUE ET DE L'ANGLE DES PERTES. 371

Principes généraux. — Diélectriques solides. — Diélectriques à très faibles pertes. — Diélectriques liquides.

2° MESURE DE LA RIGIDITÉ DIÉLECTRIQUE..... 379

B. — MESURES SUR LES LIGNES DE TRANSMISSION

1° DÉFINITIONS 380

2° RAPPEL DES PROPRIÉTÉS FONDAMENTALES DES LIGNES 381

Relations générales. — Cas usuel d'une ligne à faibles pertes.

3° MESURES DES CARACTÉRISTIQUES D'UNE LIGNE..... 387

Généralités. — Mesure de l'impédance d'entrée. — Mesures complètes sur une ligne de longueur quelconque. — Cas particulier d'une ligne courte. — Ligne en résonance. — Mesures usuelles simplifiées. — Contrôle de la bonne adaptation et mesure directe de l'affaiblissement.

C. — **MESURES SUR LES ANTENNES**

1° MESURE DE L'IMPÉDANCE APPARENTE 392

Définition.. — Cas des grandes impédances. — Cas des faibles impédances. — Méthode de substitution. — Méthode de la résonance. — Méthode des trois ampèremètres. — Conditions d'emploi pratique. — Courbe d'impédance.

2° MESURES DES CARACTÉRISTIQUES EFFECTIVES 398

Antenne fictive. — Montage de mesure. — Mesure de la résistance effective. — Mesures de l'inductance et de la capacité effectives. — Détermination de la longueur d'onde propre. — Mesure de la hauteur effective. — Mesure de la résistance de rayonnement. — Résistances des prises de terre. — Rendement.

D. — **MESURES DES CARACTÉRISTIQUES D'UN RÉSONATEUR A QUARTZ**

1° CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES 406

Schéma électrique équivalent. — Impédance apparente.

2° MESURES DE LA FRÉQUENCE PROPRE 408

Méthode de l'oscillateur. — Méthode de la crevasse. — Méthode des circuits couplés. — Conclusions.

3° MESURES DES CONSTANTES CARACTÉRISTIQUES D'UN QUARTZ 411

Généralités. — Mesures en haute fréquence. — Mesures en basse fréquence. — Mesure de l'activité.

E. — **MESURES DES AFFAIBLISSEMENTS** 420

Définitions. — Mesures directes. — Comparaison avec un affaiblisseur étalon. — Remarque importante. — Étalonnage d'un affaiblisseur.

F. — **MESURE DE L'IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE D'UN QUADRIPOLE SYMÉTRIQUE** 425

CHAPITRE VII

MESURES DES FRÉQUENCES RADIOÉLECTRIQUES

A. — **CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES**

B. — **COMPARAISON DE DEUX FRÉQUENCES**

1° GÉNÉRALITÉS 427

2° MÉTHODE DU BATTEMENT OU MÉTHODE HÉTÉRODYNE 428

Principe. — Utilisation pratique. Inconvénients. — Procédés d'interpolation. — Battement de courants à fréquences musicales.

3° MÉTHODE DU DOUBLE BATTEMENT 432

Principe. — Utilisation pratique.

4° REPÈRES ÉTALONS USUELS DE FRÉQUENCE 433

C. — **ONDEMÈTRES — FRÉQUENCEMÈTRES**

1° DÉFINITION ET PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES 434

Résonance de courant. — Résonance de tension. — Propriétés pratiques.

2° ONDEMÈTRES ET FRÉQUENCEMÈTRES A RÉSONANCE 437

Principe. — Résonance de courant. — Résonance de tension.

3° ONDEMÈTRE A ABSORPTION 441

Principe. — Propriétés de deux circuits oscillants couplés. — Variation d'intensité. — Glissement de fréquence. — Oscillateur à absorption.

4° MÉTHODE DE ZÉRO 444

Principe. — Ondemètre Armagnat.

5° RÉALISATION DES CIRCUITS DE MESURE 446
Desiderata. — Causes de perturbations. — Réalisations usuelles. — Étalonnage.

6° ONDEMÈTRES ET FRÉQUENCEMÈTRES HÉTÉRODYNES 451
Définition. — Causes d'instabilité. — Élimination des perturbations. — Montages stabilisés. — Ondemètre hétérodyne synchronisé. — Multivibrateurs.

7° MESURES EN ONDES D'AMPLITUDE VARIABLE 458
Mesures en ondes modulées. — Contrôle d'une modulation de fréquence — Mesures en ondes amorties.

8e FRÉQUENCEMÈTRES DIVERS 464
Résonateurs mécaniques. — Fréquencemètres à lecture directe. — Fréquencemètres à compteurs.

CHAPITRE VIII

MESURES EN TRÈS HAUTE FRÉQUENCE

A. — **INTRODUCTION**

B. — **RAPPEL DES PROPRIÉTÉS DES LIGNES**

1° DÉFINITIONS ET ÉQUATIONS DE PROPAGATION 467

2° CAS D'UNE LIGNE A FAIBLES PERTES 469

3° PROPRIÉTÉS D'UNE LIGNE EN QUART D'ONDE 469
Fonctionnement en voltmètre. — Transformateur d'impédance. — Transformateur d'intensité.

4° PROPRIÉTÉS D'UNE LIGNE EN DEMI-ONDE 472

5° EXPRESSIONS PRATIQUES DE L'IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE 472

C. — **MESURES DES INTENSITÉS DE COURANT** 474

D. — **MESURES DES DIFFÉRENCES DE POTENTIEL**

1° VOLTMÈTRE A DIODE OU A TUBE ÉLECTRONIQUE 475

2° VOLTMÈTRE A RÉSISTANCE 475

3° VOLTMÈTRE A LIGNE EN QUART D'ONDE 476

4° VOLTMÈTRE A CRISTAL 477

E. — **MESURE DES PUISSANCES** 479

F. — **MESURES DES IMPÉDANCES**

1° INTRODUCTION 481

2° EXPRESSIONS DE L'IMPÉDANCE INCONNUE 482
Expressions générales. — Approximations pratiques. — Sens physique des coordonnées circulaires d'une impédance. — Diagramme de conversion.

3° PRINCIPE GÉNÉRAL DES MESURES 485

4° MÉTHODE DE LA RÉSONANCE 486
Principe. — Cas des faibles impédances à faibles pertes. — Cas des grandes impédances à faibles pertes. — Mesure des impédances moyennes.

5° MÉTHODE DE L'ONDE STATIONNAIRE 494
Généralités. — Définitions. — Principe de mesure des impédances. — Forme pratique des résultats. — Conditions d'applications pratiques. — Cas des impédances à faibles pertes. — Cas des très faibles pertes. — Mesure des admittances. — Mesure du coefficient d'affaiblissement. — Diagrammes d'impédances.

6° UTILISATIONS PRATIQUES 512
Ligne de Lécher. — Ligne coaxiale. — Conclusion.

G. — **MESURES DIVERSES EN TRÈS HAUTE FRÉQUENCE**

1° MESURE DES CARACTÉRISTIQUES D'UNE LIGNE 514
Principes. — Mesure de la vitesse de propagation. — Mesure de l'impédance caractéristique. — Mesure de l'affaiblissement. — Cas d'une ligne symétrique. — Remarque.

2° MESURE D'UN COEFFICIENT DE RÉFLEXION 518

3° MESURE DES AFFAIBLISSEMENTS 520
Comparaison avec une onde stationnaire. — Comparaison avec un affaiblisseur étalon.

4° MESURES SUR LES DIÉLECTRIQUES 522
Introduction. — Emploi d'une ligne à fente. — Limite d'emploi. — Éprouvette coaxiale.

H. — **MESURES DES FRÉQUENCES**

1° FILS DE LÉCHER 530
Principe. — Observation de la résonance. — Précision.

2° ONDEMÈTRES ET FRÉQUENCEMÈTRES A RÉSONANCE 531
Principe. — Ondemètre de Darbord. — Ligne à fente.

3° MÉTHODES HÉTÉRODYNES 533

CHAPITRE IX

MESURES SUR LES ÉMETTEURS

A. — **MESURES DES PUISSANCES**

1° DÉFINITIONS 534

2° MESURES DE LA PUISSANCE TOTALE ET DE LA PUISSANCE D'ALIMENTATION 535

3° MESURES DE LA PUISSANCE D'ANTENNE 535
Par mesure de la résistance d'antenne. — Méthode de substitution. — Méthode des pertes séparées. — Méthode des trois ampèremètres.

4° MESURE DE LA PUISSANCE RAYONNÉE 538

B. — **MESURES DE LA MODULATION D'AMPLITUDE**

1° GÉNÉRALITÉS ET DÉFINITIONS 538
Modulation parfaite. — Modulation imparfaite. Distorsions. — Bruits de fond et modulations résiduelles.

2° MESURES DU TAUX DE MODULATION EN MODULATION SINUSOÏDALE .. 542
Principe. — Mesures à l'oscilloscope cathodique. — Méthode du voltmètre de crête. — Méthode de la double détection. — Méthode de la variation d'intensité efficace. — Méthode d'opposition. — Méthode de comparaison. — Méthode du battement.

3° MESURES DE LA PORTEUSE D'UNE ONDE MODULÉE 556

4° MESURES DU TAUX DE MODULATION EN MODULATION NON SINUSOÏDALE 556
Définitions. — Mesures à l'oscilloscope. — Mesure au voltmètre de crête. — Mesure par la double détection. — Mesure par la méthode d'opposition. — Mesure par la méthode du battement. — Conclusions.

5° MESURES DES DISTORSIONS DE MODULATION 563
Courbe de fidélité d'un émetteur. — Mesure du taux de distorsion harmonique de modulation. — Mesure des bruits de fond. — Mesure de la distorsion en fréquence de modulation.

C. — **MESURES DE FRÉQUENCE D'UN ÉMETTEUR**

1° GÉNÉRALITÉS ET DÉFINITIONS 568
Exactitude d'étalonnage. — Stabilité.

2° MÉTHODES DE MESURE 571
Exactitude d'étalonnage. — Stabilité.

D. — ÉTUDE DU SPECTRE RADIOÉLECTRIQUE

1° DÉFINITIONS 573
Cas d'une onde non modulée. — Cas d'une onde modulée.

2° MESURES 574
Principe. — Modes opératoires. — Interprétation des résultats.

CHAPITRE X

MESURES DES CHAMPS ELECTROMAGNÉTIQUES

A. — CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

1° DÉFINITIONS 577
2° PRINCIPES DES MESURES 578

B. — AÉRIENS UTILISÉS POUR LES MESURES

1° CADRE 579
Définition. — Hauteur effective. — Conditions et limites d'utilisation pratique.

2° ANTENNE 581
Définition. — Hauteur effective. — Conditions et limites d'utilisation pratique.

3° COMPARAISON ENTRE CADRE ET ANTENNE 583

C. — MESURES DES CHAMPS INTENSES

1° DÉFINITION ET PRINCIPE GÉNÉRAL 583
2° CAS DES ONDES LONGUES 584
Montage. — Mesures. — Variante.

3° CAS DES ONDES COURTES 586
Ondes supérieures à 5 mètres. — Ondes inférieures à 10 mètres.

D. — MESURES DES CHAMPS FAIBLES

1° DÉFINITION ET PRINCIPE GÉNÉRAL 587
2° CAS DES ONDES LONGUES 588
Montage. — Mesures. — Variantes.

3° CAS DES ONDES COURTES 591
Ondes supérieures à 5 mètres. — Ondes inférieures à 10 mètres.

4° CHOIX DU RÉCEPTEUR 595
Caractéristiques générales. — Récepteurs à amplification directe. — Récepteurs à changement de fréquence. — Récepteurs à super-réaction.

5° MÉTHODE DU RÉCEPTEUR A SENSIBILITÉ VARIABLE 596
Principe. — Applications pratiques.

E. — MESURES DES CHAMPS A CARACTÉRISTIQUES VARIABLES

1° REMARQUES GÉNÉRALES 598
2° CHAMP A INTENSITÉ VARIABLE 599
Définition et causes. — Méthode de mesure. — Variante.

3° CHAMP A POLARISATION VARIABLE 600

F. — UTILISATIONS PRATIQUES

1° CONDITIONS D'EMPLOI. — PRÉCISION 601
Types d'ondes. — Influence du sol. — Gammes. — Précision.

2° APPLICATIONS USUELLE 603
Méthode des champs intences — Méthode des champs faibles.

3° MESURES DES PARASITES 604
Généralités. — Définition d'un parasite. — Action d'un parasite sur un récepteur. — Principe de mesure des parasites. — Perturbateurs étalons. — Voltmètres de crête. — Applications pratiques. — Mesure des tensions perturbatrices aux bornes des machines.

CHAPITRE XI
MESURES SUR LES RÉCEPTEURS

INTRODUCTION 620

A. — RAPPEL DE QUELQUES NOTIONS GÉNÉRALES SUR LES RÉCEPTEURS

1° CARACTÈRES GÉNÉRAUX D'UN RÉCEPTEUR 621
Organes fondamentaux, — Réception des ondes entretenues. — Différents types de récepteurs. — Aériens. — Appareils d'utilisation.

2° DÉFINITIONS DES PRINCIPALES QUALITÉS D'UN RÉCEPTEUR 625
Signal à l'entrée. — Signal à lasortie. — Sensibilité. — Sélectivité. — Puissance. — Réserve d'amplification. — Suramplification. — Distorsions. — Transmodulation. — Étouffement. — Effacement. — Fidélité. — Amplification globale. — Gain. — Stabilité. — Rayonnements.

B. — APPAREILLAGE ET MESURES FONDAMENTALES

1° CABINE BLINDÉE. — SOURCE D'ÉNERGIE 635

2° GÉNÉRATEURS ÉTALONNÉS 638
Principe général. — Oscillateur à haute fréquence. — Modulateur. — Mesure du niveau de la porteuse. — Mesure du taux de modulation. — Affaiblisseurs. — Circuit de sortie. — Réalisations courantes. — Étalonnage. — Défauts usuels. — Précision des étalonnages.

3° ANTENNES FICTIVES 657
Principe. — Antennes fictives normales. — Montage pratique.

4° MESURE DU SIGNAL A L'ENTRÉE 662
Récepteurs sur antenne. — Récepteurs sur cadre. — Récepteurs mixtes.

5° MESURE DU SIGNAL A LA SORTIE 668
Impédance de charge. — Impédance de sortie. — Mesure de la puissance. — Mesure des bruits. — Mesure du signal utile. — Mesure du rapport signal, bruit. — Filtre psophométrique. — Ordres de grandeur usuels. — Normalisation.

6° MESURES DES ÉCARTS DE FRÉQUENCE 679

7° MONTAGES D'ESSAIS 679
Mesures à un seul signal. — Mesures à deux signaux. — Liaison des masses.

C. — MESURES USUELLES

1° INTRODUCTION 683

2° MESURES DE SENSIBILITÉ 684
Sensibilité maximale. — Sensibilité utilisable en téléphonie. — Sensibilité utilisable en télégraphie en onde entretenue. — Sensibilité utilisable en télégraphie en onde modulée. — Sensibilité à limite d'audition. — Présentation des résultats. — Réglage normal du récepteur. — Réserve d'amplification.

3° MESURES DE SÉLECTIVITÉ 690
Mesures à un seul signal. — Choix du signal à l'entrée. — Particularités expérimentales. — Présentation des résultats .— Relevé d'une courbe de sélectivité à l'oscilloscope. — Mesures à deux signaux.

4° MESURES DES DISTORSIONS 709
Principes fondamentaux. — Distorsion harmonique et puissance maximale utilisable. — Intermodulation. — Distorsion en fréquence de modulations. Fidélité.

5° ÉTUDE DU RÉGULATEUR AUTOMATIQUE DE SENSIBILITÉ..... 717
Contrôle de l'efficacité. — Évaluation des temps de désensibilisation et de resensibilisation.

6° BROUILLAGE SUR LA FRÉQUENCE IMAGE 720
Définition. — Mesures à un seul signal. — Mesures à deux signaux.

7° BROUILLAGE SUR LA FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE 722

8° SIFFLEMENTS 722
Définitions et causes diverses. — Sifflements internes. — Sifflements dus à l'onde incidente.

9° MESURES DES RAYONNEMENTS 727
Définitions. — Rayonnement par les circuits d'antenne. — Rayonnement par le réseau d'alimentation. — Montage et mode opératoire.

10° SENSIBILITÉ AUX PERTURBATIONS PROVENANT DU RÉSEAU D'ALIMENTATION..... 731

11° MESURES DIVERSES 732
Amplification à niveau variable. — Amplification à taux de modulation variable. — Contrôle de la stabilité.

D. — **MESURES DES BRUITS DE FOND**

1° RAPPEL DES DÉFINITIONS FONDAMENTALES..... 735
Résistance pure. — Circuit oscillant. — Tubes électroniques. — Circuit d'entrée. — Récepteur complet.

2° COMPOSITION DES SIGNAUX DANS UN RÉCEPTEUR 740
Définitions. — Tension résultante à l'entrée du détecteur.

3° BRUIT EN PRÉSENCE D'UN SIGNAL..... 742
Définition. — Détection linéaire. — Détection quadratique. — Variation des signaux à la sortie. — Cas d'un signal faible.

4° BRUIT EN L'ABSENCE D'UN SIGNAL 746

5° RÉSUMÉ ET CONCLUSIONS 748
Porteuse non modulée. — Onde modulée. — Sans porteuse. — Conclusions pratiques.

6° MÉTHODES DE MESURE 750
Principes généraux. — Modes opératoires. — Mesure du souffle d'un tube. (Méthode de Pearson). — Mesure de la bande passante de bruit. — Sources de bruit étalon.

7° FACTEUR DE BRUIT..... 758
Définition. — Expressions diverses. — Mesure du facteur de bruit.

8° REMARQUES SUR LA SENSIBILITÉ..... 763

E. — **ANALYSE MÉTHODIQUE D'UN RÉCEPTEUR**

1° INTRODUCTION..... 764

2° ÉTUDE DE L'AMPLIFICATEUR A HAUTE FRÉQUENCE 765
Définitions. — Réseau de détection. — Réseau de bruit. — Applications du réseau de bruit. — Domaine de fonctionnement.

3° ÉTUDE DE L'AMPLIFICATEUR A BASSE FRÉQUENCE 773
Principe. — Discussion. — Suramplification. — Remarque.

4° DISCUSSION DES MESURES DE SENSIBILITÉ 775
Utilisation du diagramme. — Conclusions. — Bruyance.

F. — **ESSAIS EN COURANTS RECTANGULAIRES**

1° GÉNÉRALITÉS..... 777
Définitions. — Caractéristiques d'un signal rectangulaire. — Générateurs de signaux rectangulaires. — Amplificateurs et oscillographes de mesure.

2° MÉTHODE DE MESURE 782

INDEX ALPHABÉTIQUE 784

CHAPITRE PREMIER

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES DU MATÉRIEL

A. — ORGANES CONSTITUANT LES CIRCUITS

1° Résistances.

Définition. — En principe, une résistance est un élément de circuit sans inductance ni capacité et obéissant à la loi d'Ohm :

$$u = Ri$$

où R est un coefficient de proportionnalité constant, indépendant de la fréquence et purement réel qu'on appelle la résistance du circuit considéré.

— En fait, dans une résistance réelle, le fil résistant qui la constitue possède toujours une inductance L, faible mais non nulle ; les bornes et connexions de liaison avec les circuits extérieurs possèdent obligatoirement entre elles et avec la masse des capacités C, γ_1 et γ_2 qui viennent se connecter en parallèle sur la résistance. L'ensemble se présente alors sous l'aspect schématique général représenté sur la figure I-1.

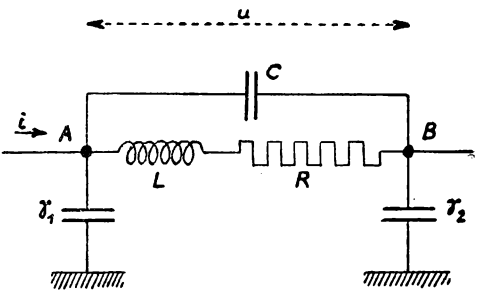


FIG. I-1.

Dans cet ensemble, la résistance R est en général variable avec la fréquence par suite de l'effet de peau ; l'inductance L et les capacités C et γ introduisent des déphasages parasites entre le courant i et la tension u ; enfin les capacités γ_1 et γ_2 peuvent shunter certaines parties des circuits extérieurs reliés aux bornes de la résistance. Tous ces effets sont autant de causes de perturbations dont l'importance croît avec la fréquence ; ils donnent au circuit des caractéristiques apparentes qui peuvent être très différentes de celles d'une résistance idéale. La construction de résistances destinées à être utilisées dans des circuits alimentés en courant à fréquence élevée nécessite donc de prendre certaines précautions dont nous allons examiner rapidement les plus importantes.

Influence de l'effet de peau. — Pour éliminer l'influence de l'effet de peau et rendre la valeur de la résistance pratiquement indépendante de la fréquence on est conduit à utiliser des fils très fins, généralement en manganin ou en constantan.

Le diamètre à adopter dépend de la fréquence maximale de la gamme dans laquelle on veut opérer et de la précision désirée.

Tant que les variations de résistance restent faibles (au maximum 8 %), il est commode d'évaluer la valeur R_f de la résistance à une fréquence f en fonction de la valeur R_0 en courant continu par la formule *empirique :*

$$R_f = R_0\left(1 + \frac{y^4}{3}\right) \tag{1}$$

dans laquelle
$y = \pi a \sqrt{\frac{\mu f}{1000\,\rho}}$.
a = rayon du fil en centimètres.
f = fréquence en hertz.
ρ = résistivité en microhms-centimètres.
μ = perméabilité.

Cette formule n'est qu'une *approximation valable seulement tant que y reste assez faible.*

L'approximation est meilleure que 1 % tant que y reste inférieur à 0,7.

Par exemple, si l'on utilise un fil de constantan de 1 cm de longueur et 0,01 mm de diamètre (qui est le diamètre le plus petit que l'on trouve dans le commerce) on obtient une résistance de l'ordre de 50 ohms (64 Ω) avec une erreur inférieure à 1 % jusqu'aux fréquences de l'ordre de 10^8 Hz (longueur d'onde égale à 3 m).

Pour fixer les idées le tableau I résume quelques-unes des caractéristiques pratiques qui servent de base à la réalisation de résistances utilisables en haute fréquence.

Tableau I

Métal utilisé	Résistivité μΩ·cm	Diamètre maximal pour $\frac{\Delta R}{R_0} < 1\,\%$ millimètres		
		$f = 10^6$ Hz $\lambda = 300$ m	$f = 10^7$ Hz $\lambda = 30$ m	$f = 10^8$ Hz $\lambda = 3$ m
Constantan	50	0,60	0,19	0,06
Manganin	40	0,53	0,17	0,053
Cuivre	1,6	0,11	0,034	0,011
Ferro-nickel ($\mu = 500$)	80	0,034		

— On peut également éliminer l'influence de l'effet de peau en constituant les résistances par un dépôt conducteur mince, fixé sur un support isolant, et dont l'épaisseur est inférieure à la pénétration correspondant à la fréquence d'utilisation, par exemple un dépôt métallique sur un fil de quartz ou à l'intérieur d'un tube de verre, ou un dépôt de carbone sur un bâtonnet de stéatite. Cette technique de construction permet d'obtenir des résistances de valeurs

plus élevées que dans le cas précédent, mais le plus souvent plus fragiles et instables en fonction de la température, donc du courant qui les traverse.

Influence de l'inductance L. — Supposons les capacités C et γ négligeables ; l'impédance du circuit complexe de la figure *I-1* se réduit à :

$$\mathcal{R} = R + j L\omega.$$

Elle est inductive et a un argument positif. La tension u est déphasée *en avant* sur le courant i d'un angle φ appelé *angle de phase*, tel que :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{L\omega}{R}$$

qui croît avec la fréquence du courant et qui caractérise l'effet perturbateur de l'inductance parasite L.

Influence des capacités C et γ. — Si l'on réduit la longueur du fil pour atténuer l'influence de l'inductance L, on est conduit à rapprocher les bornes de connexions, donc à augmenter leur capacité sur laquelle vient en outre se connecter en shunt le pont constitué par les capacités γ_1 et γ_2.

L'ensemble se comporte comme une capacité unique C dont la valeur peut devenir relativement importante et qui se trouve branchée en parallèle sur la résistance R.

L'impédance de l'ensemble (fig. I-1) devient alors en supposant l'inductance négligeable :

$$\mathcal{R} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j C\omega} = \frac{R}{1 + R^2 C^2 \omega^2} - j \frac{R^2 C\omega}{1 + R^2 C^2 \omega^2}.$$

Elle a une réactance de capacité, donc un argument négatif.

La tension u est déphasée *en arrière* sur le courant i d'un angle φ tel que :

$$\operatorname{tg}\varphi = - R C\omega$$

qui croît avec la fréquence et qui caractérise l'effet perturbateur des capacités parasites.

La valeur apparente de la résistance est modifiée et devient :

$$R_{app} = \frac{R}{1 + R^2 C^2 \omega^2} = \frac{R}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}.$$

Elle est inférieure à la résistance vraie R, d'autant plus que le déphasage φ est plus grand, donc la résistance, les capacités parasites et la fréquence plus élevées.

Compensation. — Si l'on compare les résultats précédents, on remarque que les effets perturbateurs dus à l'inductance et aux capacités sont de signes contraires. Dès lors, en choisissant judicieusement les valeurs relatives des divers paramètres du circuit de la figure I-1, il est possible de réaliser une compensation par un mécanisme analogue à celui qui intervient dans une ligne de transmission fermée sur son impédance caractéristique.

En désignant comme ci-dessus par C la capacité totale entre bornes, compte

tenu des capacités γ_1 et γ_2, l'admittance du circuit complexe de la figure I-1 s'écrit :

$$\mathcal{Y} = \frac{1}{R + jL\omega} + jC\omega = \frac{R}{R^2 + L^2\omega^2} + j\omega\left(C - \frac{L}{R^2 + L^2\omega^2}\right).$$

Il y a compensation entre les deux effets perturbateurs si l'on réalise les conditions qui annulent le terme imaginaire, c'est-à-dire telles que l'on ait :

$$C = \frac{L}{R^2 + L^2\omega^2} = \frac{L}{R^2\left(1 + \frac{L^2\omega^2}{R^2}\right)}.$$

Soit :

$$R = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{\sqrt{1 + \frac{L^2\omega^2}{R^2}}}.$$

Soit encore, en remarquant que dans le cas actuel le terme $\frac{L^2\omega^2}{R^2}$ est *a priori* négligeable devant l'unité :

(2) $$\boxed{R \approx \sqrt{\frac{L}{C}}}.$$

Condition analogue à celle qui définit l'adaptation de la résistance de charge d'une ligne de transmission et pratiquement indépendante de la fréquence *avec l'approximation ci-dessus.*

— Lorsque cette condition est satisfaite, l'admittance $\mathcal{Y}$ se réduit à son terme réel :

$$\mathcal{Y} = \frac{R}{R^2 + L^2\omega^2} = \frac{1}{R\left(1 + \frac{L^2\omega^2}{R^2}\right)}$$

et, en négligeant $\frac{L^2\omega^2}{R^2}$ devant l'unité, l'impédance du circuit complexe de la figure I-1 se réduit pratiquement, qu'elle que soit la fréquence, à une résistance pure :

$$R_a \approx R.$$

En conclusion, il devient possible de réaliser une résistance pure en haute fréquence en s'efforçant, après avoir choisi un type de construction qui permette *de réduire le plus possible L et C,* de satisfaire à la condition de compensation (2).

Dans le cas d'une résistance constituée par un fil rectiligne on sait calculer l'inductance L ; il suffit alors d'ajuster expérimentalement la valeur de C, mesurée à circuit ouvert entre les bornes A et B, de façon à satisfaire la condition (2).

Pour évaluer l'inductance L, on peut utiliser la formule approximative :

(3) $$L = 0{,}002\,l\left[2{,}3\log_{10}\frac{2l}{r} - 1\right] \quad \mu H$$

où l est la longueur du fil et r son rayon, exprimés en centimètres.

Rôles pratiques de L et C. — Dans les résistances usuelles de bonne construction les effets perturbateurs dus à l'inductance L et à la capacité C restent

toujours faibles, mais ne sont jamais nuls ; d'autre part, la compensation est rarement réalisée. Il en résulte que, pour les mesures précises et aux fréquences élevées, il faut savoir tenir compte des effets parasites résiduels.

Considérons une résistance R possédant une inductance L et une capacité C ; son admittance, calculée comme ci-dessus, a pour expression :

$$\mathcal{Y} = \frac{1}{R\left[1 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2\right]} + j\omega\left[C - \frac{L}{R^2\left[1 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2\right]}\right].$$

Soit, en tenant compte du fait que le rapport $\left(\frac{L\omega}{R}\right)^2$ est toujours très petit devant l'unité :

$$\boxed{\mathcal{Y} \approx \frac{1}{R} + j\omega\left(C - \frac{L}{R^2}\right)} \quad (4)$$

De même, son impédance peut s'écrire :

$$\mathcal{R} = \frac{1}{\mathcal{Y}} = \frac{R + j\omega(L - CR^2)}{1 + \left(\frac{L}{R} - CR\right)^2\omega^2}.$$

Soit, en remarquant que le produit $\left(\frac{L}{R} - CR\right)^2\omega^2$ est toujours très petit devant l'unité :

$$\boxed{\mathcal{R} \approx R + j\omega(L - CR^2)} \quad (5)$$

Les relations (4) et (5) montrent que, pratiquement :

1° La *résistance apparente reste égale à la résistance vraie* R quels que soient L et C ;

2° *La présence de L diminue la valeur apparente de C* d'une quantité $\frac{L}{R^2}$ indépendante de la fréquence ;

3° *La présence de C diminue la valeur apparente de L* d'une quantité CR^2 indépendante de la fréquence ;

4° On peut, pour faciliter l'analyse, grouper les deux effets perturbateurs réels en un seul effet fictif et *assimiler à volonté la résistance réelle à une résistance pure R, shuntée par une capacité fictive* $\left(C - \frac{L}{R^2}\right)$ ou *en série avec une inductance résiduelle fictive* $(L - CR^2)$.

— Ces considérations jouent un rôle important dans la discussion des conditions d'emploi des résistances dans les montages de mesure en haute fréquence. Nous en verrons plus loin un exemple à propos du pont à haute fréquence (chap. II, § A, 3°, p. 156).

Réalisations des résistances étalons. — En s'appuyant sur les considérations qui précèdent on a pu réaliser des résistances étalons utilisables dans toute la gamme des fréquences musicales et jusqu'aux fréquences radioélectriques usuelles.

Deux types de réalisation ont surtout été utilisés, présentant chacun leurs avantages et leurs inconvénients.

Fils droit. — La résistance est constituée par un fil en métal de résistivité élevée, très court et très fin pour avoir une inductance faible et une résistance constante, d'autant plus que la fréquence d'utilisation est plus élevée. Mais

alors la capacité des bornes devient importante et il est nécessaire de satisfaire à la condition de compensation (2).

Pratiquement, on emploie un fil d'un diamètre voisin de 0,01 mm, tendu et soudé entre deux pièces de laiton constituant les bornes de connexions et munies par exemple de cosses affectant la forme schématisée sur la figure *I-2.* L'ensemble est fixé sur un support isolant quelconque et recouvert par un produit tel que la paraffine, assurant la protection mécanique du fil.

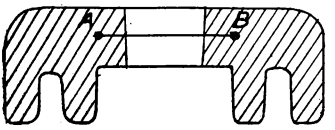


FIG. I-2.

Ce type de construction permet de réaliser des résistances utilisables avec une précision de l'ordre de 1 % jusqu'à des fréquences de l'ordre de 50 à 100 MHz. Son inconvénient majeur réside dans l'emploi d'un fil court et très fin qui limite la résistance à des valeurs faibles, en général inférieures à 100 Ω, et le courant à des intensités réduites inférieures à un milliampère. Il n'est utilisable en pratique que pour les mesures de laboratoire mettant en œuvre des circuits à faible puissance.

Bobinage Ayrton-Perry. — Lorsqu'on veut utiliser des courants plus intenses, on est conduit à employer des fils plus gros, donc plus longs, et à abandonner la forme rectiligne ; les capacités entre bornes sont réduites, mais l'inductance devient appréciable et il faut utiliser des dispositions particulières pour en réduire l'effet perturbateur.

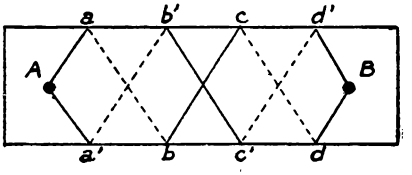


FIG. I-3.

Le bobinage Ayrton-Perry représente la solution la plus simple et la plus efficace. Sur une plaquette mince en matière isolante, le plus souvent une feuille de mica, fig. *I-3,* on fait un premier enroulement tel que la distance entre deux spires successives soit légèrement supérieure au diamètre du fil. On fait ensuite un second enroulement dans l'espace laissé libre entre les spires du premier, *mais en faisant tourner le fil en sens inverse.* Les deux enroulements sont ensuites connectés en *parallèle* comme il est indiqué sur la figure, L'inductance de l'ensemble est très faible car les flux d'induction des deux enroulements, déjà très réduits par construction, sont mis en opposition. De plus les capacités entre les fils agissent peu car les points en regard sont sensiblement au même potentiel.

— Ce type de bobinage est systématiquement utilisé pour la construction des boîtes de résistances à décades de précision et permet de réaliser des résistances pratiquement sans inductance, d'une valeur totale de l'ordre de 10 000 Ω utilisables dans toute la gamme des fréquences musicales. La précision d'étalonnage est de l'ordre de 0,1 %.

— On trouve également dans le commerce des boîtes à décades, d'une valeur totale de l'ordre de 1 000 Ω, dont la variation de résistance et l'angle de phase restent inférieurs à 1 % jusqu'à des fréquences de l'ordre du mégahertz.

— Pour aller à des fréquences plus élevées, c'est-à-dire dans la gamme radioélectrique, on est obligé de limiter la résistance totale à des valeurs plus faibles de façon à maintenir dans des limites acceptables les effets perturbateurs dus à la capacité parasite en shunt C qui croissent rapidement avec la résistance (relation 5) On trouve par exemple dans le commerces de boîtes à

décades, dites à « haute fréquence », d'une valeur totale de 111 Ω, comportant trois décades (dizaines, unités et dizièmes d'ohms) et utilisables jusqu'à des fréquences de 3 ou 4 MHz.

Lorsqu'on atteint des fréquences de cet ordre, l'influence de l'inductance résiduelle devient relativement grande, d'autant plus qu'elle s'accroît de l'inductance des connexions qui est forcément appréciable dans une boîte à décades comportant de nombreux bobinages et des curseurs ou commutateurs de réglage. Dans ce cas, au lieu de chercher à annuler l'inductance résiduelle (ce qui est impossible), on s'efforce de *la rendre constante* de façon à pouvoir la compenser à l'aide d'une inductance fixe convenablement choisie et placée dans le montage de mesure utilisé (*voir* plus loin le cas du pont à haute fréquence, chapitre II, § A 3°, page 155.

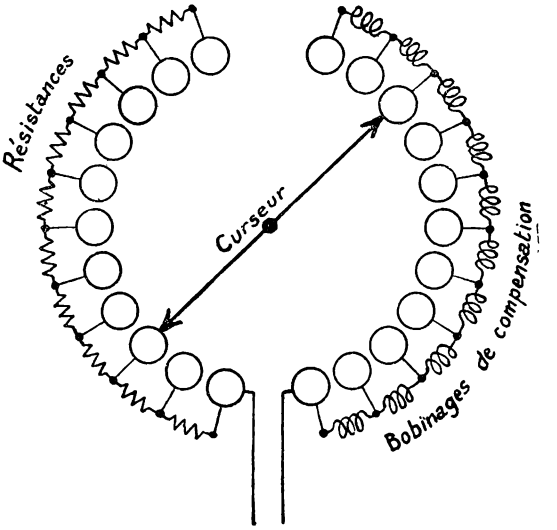


FIG. I-4.

On utilise alors des boîtes de résistances étalons, du type à décades, dans laquelle chaque décade est *compensée* de façon que son inductance résiduelle conserve une valeur constante pour toutes les positions du curseur. Ce résultat peut être atteint en plaçant les éléments de résistance étalonnés et fixes sur un tambour qui réalise leur substitution entre deux douilles fixes et sans modification de la forme des connexions. On peut aussi utiliser l'artifice suivant : chaque décade est constituée à l'aide de deux jeux de bobinages *identiques* et symétriques, l'un en fil résistant et l'autre en cuivre, disposés de telle sorte que, en tournant le curseur, on substitue un bobinage résistant à un bobinage de cuivre, ou inversement (fig. *I-4*). En ajustant soigneusement l'inductance des bobinages de cuivre, on peut ainsi maintenir l'inductance totale constante pour toutes les positions du curseur, donc pour toutes les valeurs de la résistance.

Bien entendu, il convient de prendre au montage toutes précautions pour que la variation apparente de l'inductance fictive ($L - CR^2$), due à l'influence des capacités parasites en shunt, reste négligeable même pour la valeur maximale de la résistance.

En particulier, si l'on met plusieurs décades en série (par exemple ; dizièmes, unités et centaines d'ohms) pour constituer une boîte de résistances variables, il faut avoir soin de mettre à la masse l'extrémité de la résistance correspondant à la décade de plus faible valeur (dixièmes) de façon à rendre aussi petite que possible la perturbation due aux capacités à la masse des autres décades qui se placent en parallèle sur la première

Réalisations diverses. — Pour des réalisations moins soignées on peut utilliser des bobinages simplifiés, voisins du bobinage Ayrton-Perry, mais com_

portant un enroulement unique qui réalise plus ou moins incomplètement la compensation des flux d'auto-inductance. La forme la plus courante consiste en un *enroulement plat* sur une plaquette mince en mica, soit simple comme il est indiqué sur la figure *I-5-a*, soit mieux en huit comme il est schématisé sur

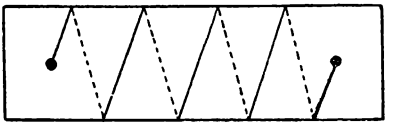


FIG. I-5 *a*.

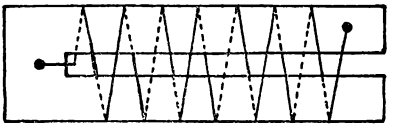


FIG. I-5 *b*.

la figure *I-5-b*, le fil étant bobiné en inversant le sens d'enroulement toutes les deux spires de façon à opposer les flux. Plus simplement encore, on peut se contenter d'un enroulement *plat* en *zig-zag* sur une planchette en matière isolante quelconque.

Dans ces trois cas, en réglant en conséquence le pas du bobinage, on peut faire varier les angles de phase dus à l'inductance et à la capacité entre spires et se rapprocher de la condition de compensation.

On peut également adopter la disposition en « épingle à cheveux » (fig. *I-6*). Ce procédé est moins recommandable, car, si l'effet de la capacité entre les fils est en général négligeable, celui de l'inductance peut devenir prohibitif. Considérons par exemple une résistance de 11 Ω, constituée par un fil de 11 cm de longueur et 0,08 mm de diamètre, ayant approximativement les dimensions indiquées sur la figure *I-6* ; en utilisant les formules classiques, on trouve que, pour une fréquence de 10^7 Hz, elle possède une réactance inductive voisine de 4 Ω.

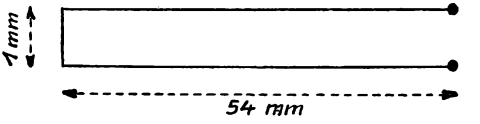


FIG. I-6.

Ce type de bobinage a pour lui l'avantage de la simplicité de construction et peut être commode pour des réalisations de fortune en cours d'essais ; il permet également de réaliser une résistance d'angle de phase calculable et peut rendre des services dans certaines mesures

FIG. I-7.

En amenant les fils presque au contact, on arrive à la solution du fil double (fig. *I-7*) à l'aide duquel on peut réaliser des résistances bobinées sur mandrin circulaire et pratiquement sans inductance ; mais alors la capacité entre spires devient très importante et rend ce dispositif inutilisable aux fréquences musicales et radioélectriques.

Résistances élevées. — Lorsqu'on veut réaliser des résistances de plusieurs milliers d'ohms et au-dessus, on ne peut plus employer d'enroulements en fils résistants qui nécessiteraient des longueurs et des dimensions exagérées. On a utilisé il y a déjà longtemps des fils de quartz recouverts d'une très mince couche de platine ; par exemple un fil de 10 cm de longueur et de 0,01 mm de diamètre permet de réaliser une résistance de l'ordre de 10 000 Ω. Pour le besoins de la radiotechnique usuelle qui nécessitent des résistances très élevées de quelques centaines de milliers d'ohms ou quelque mégohms, on a recours à

des solutions plus robustes et de construction plus aisée. On utilise souvent des bâtonnets de matières résistantes diverses, constituées en général par des mélanges agglomérés à base de carbone. On emploie souvent également des dépôts minces de matière résistante sur des tubes de silice ou supports analogues ; en faisant varier l'épaisseur du dépôt, on peut obtenir des résistances de valeurs quelconques jusqu'à plusieurs mégohms. Dans certaines, pour accroître la valeur de la résistance, le dépôt est découpé en hélice autour du bâtonnet. Ce genre de résistance est évidemment inductif et inutilisable en haute fréquence.

Les résistances de ces types se présentent sous forme de bâtonnets de quelques centimètres de longueur et quelques millimètres de diamètre. Elles sont surtout utilisées dans l'appareillage électrique pour produire des chutes de tension continue ou pour constituer les amplificateurs à basse fréquence. Elles ont l'inconvénient d'être parfois variables en fonction de la température, donc du courant qui les traverse, et, dans le cas où l'on désire une valeur précise, il est indispensable de les étalonner sous leur courant d'utilisation. En outre, leur valeur est souvent instable et variable avec le temps.

Leur comportement en haute fréquence dépend de la constitution du mélange résistant utilisé ; les agglomérés bien homogènes se comportent comme des conducteurs massifs de grande résistivité, donc à grande pénétration, et leur résistance augmente plus ou moins avec la fréquence par suite de l'effet de peau. Par contre, dans le cas des dépôts minces, il n'est pas rare d'observer l'effet inverse ; par exemple, certaines résistances de détection, de valeur nominale égale à un mégohm en courant continu, peuvent présenter pour les courants à haute fréquence une résistance de l'ordre de 100 000 Ω et apporter un amortissement exagéré aux circuits sur lesquels on les connecte. Dans tous les cas. il est prudent d'effectuer la mesure de la résistance à la fréquence d'utilisation par l'une des méthodes indiquées aux chapitres II, III et V.

2° Inductances.

Définition. — En principe, une inductance est un élément de circuit sans résistance ni capacité dans lequel agit uniquement une force électro-motrice d'auto-induction. La tension aux bornes est alors liée au courant par la relation symbolique :

$$\mathfrak{U} = \mathrm{j} L \omega \mathfrak{I}.$$

L'impédance est purement réactive ; le courant est en quadrature arrière sur la tension et constant tout le long du circuit.

Inductances réelles. — En réalité, une inductance est constituée par un conducteur résistant enroulé sur un mandrin et dont tous les éléments possèdent des capacités par rapport à la masse et aux éléments voisins. Ses caractéristiques sont de ce fait sensiblement différentes de celles d'une inductance idéale et dépendent du type de réalisation utilisé.

Dans le cas d'une bobine longue (solènoïde), l'inductance, la résistance et la capacité à la masse se trouvent à peu près uniformément réparties tout le long du bobinage et les propriétés de l'ensemble sont voisines de celle d'une antenne ; en particulier, le courant n'est pas constant tout le long de la bobine et peut être nul à ses extrémités dans le cas où cette bobines oscille à circuit ouvert.

Dans le cas des bobines usuelles à spires ramassées (nid d'abeille) les capacités entre spires deviennent relativement très importantes et se comportent en première approximation comme une capacité unique connectée en parallèle sur le bobinage. Dans ces conditions, les effets précédents sont

très atténués et le courant peut être regardé comme pratiquement constant tout le long du circuit. On peut alors représenter une bobine réelle par le schéma de la figure *I-8* dans lequel :

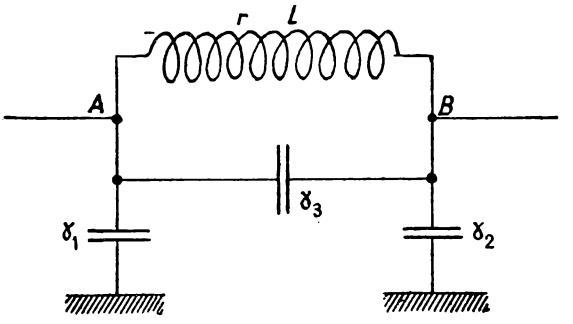


FIG I-8.

— r et l représentent la résistance et l'inductance d'une bobine idéale complètement dénuée de toutes capacités entre spires ;

— γ_3 représente la capacité équivalente aux capacités entre spires ;

— γ_1 et γ_2 schématisent les capacités des diverses spires par rapport à la masse.

Les capacités γ_1 et γ_2 constituent un pont qui vient se placer en parallèle sur la capacité γ_3 ; l'ensemble se comporte comme un condensateur unique γ, connecté en parallèle aux bornes de la bobine et qu'on désigne sous le nom de *capacité répartie* du bobinage. Une bobine réelle, représentée par le schéma de la figure *I-8*, se présente donc sous l'aspect d'un véritable *circuit oscillant* fonctionnant en *bouchon* entre les bornes *A* et *B* de l'inductance et possédant de ce fait une fréquence de résonance.

L'inductance l et la capacité répartie γ peuvent être considérées comme pratiquement constantes ; la résistance r, au contraire, croît rapidement avec la fréquence, surtout dès que celle-ci atteint la gamme des fréquences radioélectriques.

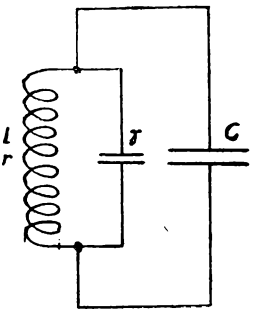


FIG. I-9.

Impédances d'une bobine. — Une bobine réelle, du type schématisé par la figure *I-8*, est le plus souvent utilisée pour constituer un circuit oscillant ; elle est alors fermée sur une capacité extérieure *C*, en général grande devant γ, et le circuit complet affecte l'aspect schématisé sur la figure *I-9*.

Dans ces conditions, la notion d'impédance de la bobine demande à être précisée avec soin et peut prendre deux aspects suivant la façon dont on utilise le circuit.

Impédance réelle ou interne. — Faisons une coupure $\alpha\,\beta$ au milieu de la bobine, figure *I-10*, et supposons que l'on fasse agir une source de courant alternatif quelconque dans cette coupure. Le circuit se compose alors de la bobine, de résistance r et d'inductance l, en série avec l'ensemble des capacités C et γ en parallèle, équivalentes à une capacité unique C_t, et se comporte comme un circuit oscillant simple constitué par la bobine rl et la capacité C_t. L'impédance de la bobine est alors représentée par la relation :

$$\mathcal{R}_i = r + \mathrm{j}\, l\omega$$

où r représente la résistance vraie du conducteur à la fréquence d'utilisation et l l'inductance vraie du bobinage pour les courants à très basse fréquence,

c'est-à-dire celle que permettent de calculer les formules théoriques classiques. Cette impédance est désignée sous les noms d'*impédance vraie, réelle ou interne*. Elle est caractérisée par son inductance l et son facteur de qualité, interne :

$$Q_i = \frac{l\omega}{r}$$

qui croît avec la fréquence, mais moins rapidement que la fréquence, car r augmente en même temps que ω.

Impédance apparente ou externe. — Dans les applications usuelles, le schéma de la figure *I-10* est assez rarement réalisé et la source attaque le circuit, non pas par une coupure $\alpha\beta$ au milieu de la bobine, mais par une coupure $\alpha'\beta'$ pratiquée dans l'un des fils extérieurs reliant la bobine réelle au condensateur

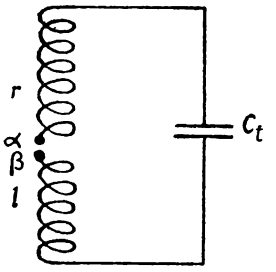


FIG. I-10.

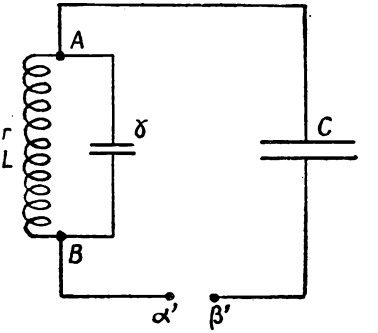


FIG. I-11.

extérieur C (fig. *I-11*). Dans ce cas, l'impédance apparente de la bobine, considérée comme un organe connecté en série dans le circuit complet, est égale à celle du *circuit bouchon* équivalent à la bobine réelle prise entre ses bornes A et B, soit :

$$\mathcal{R}_a = \frac{-\,\mathrm{j}\,\frac{1}{\gamma\omega}(r + \mathrm{j}\,l\omega)}{r + \mathrm{j}\left(l\omega - \frac{1}{\gamma\omega}\right)}$$

que l'on peut écrire sous la forme :

(6) $$\mathcal{R}_a = R_a + \mathrm{j}\,X_a$$

avec (1)

$$\begin{cases} R_a = \dfrac{r\left(1 + \dfrac{1}{Q_i^2}\right)}{\dfrac{1}{Q_i^2} + \left[1 - l\gamma\omega^2\left(1 + \dfrac{1}{Q_i^2}\right)\right]^2} \\ X_a = \dfrac{l\omega\left[1 - l\gamma\omega^2\left(1 + \dfrac{1}{Q_i^2}\right)\right]\left(1 + \dfrac{1}{Q_i^2}\right)}{\dfrac{1}{Q_i^2} + \left[1 - l\gamma\omega^2\left(1 + \dfrac{1}{Q_i^2}\right)\right]^2} \end{cases}$$

(1) En conduisant le calcul comme il est indiqué ci-après au chapitre II, § D 2°, page 186, dans l'étude de la résonance de tension.

dans laquelle Q_i représente le facteur de qualité interne de la bobine $\left(\frac{l\omega}{r}\right)$, qui, *dans les cas usuels, est toujours grand devant l'unité* (égal ou supérieur à 100). De ce fait, nous pourrons, pour les applications, négliger devant 1 les termes en $\frac{1}{Q_i^2}$ et obtenir des formules pratiques notablement simplifiées.

— La *fréquence propre* f_0 de la bobine est celle qui correspond à la résonance du circuit bouchon équivalent, c'est-à-dire celle pour laquelle la réactance de ce circuit s'annule. Elle est définie par la relation :

$$l\gamma\omega_0^2\left(1+\frac{1}{Q_i^2}\right)=1.$$

Soit, pratiquement, en négligeant $\frac{1}{Q_i^2}$ devant 1 :

$$l\gamma\omega_0^2=1. \tag{7}$$

A ce moment, l'impédance de la bobine se réduit à une résistance pure :

$$\mathcal{R}=R_a=r(Q_i^2+1)\approx rQ_i^2=\frac{l^2\omega_0^2}{r}.$$

— Pour les *fréquences inférieures à la fréquence de résonance* (cas d'utilisation usuelle), et dans les conditions habituelles pour lesquelles Q_i est grand devant l'unité, les relations 6 prennent pratiquement la forme simple approchée :

$$\begin{cases} R_a=\dfrac{r}{[1-l\gamma\omega^2]^2}=\dfrac{r}{\left[1-\left(\dfrac{f}{f_0}\right)^2\right]^2} \\ X_a=\dfrac{l\omega}{1-l\gamma\omega^2}=\dfrac{l\omega}{1-\left(\dfrac{f}{f_0}\right)^2} \end{cases} \tag{8}$$

qui est applicable tant que f reste suffisamment faible devant f_0 pour que $\frac{1}{Q_i^2}$ reste négligeable devant $\left[1-\left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]^2$

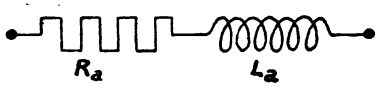


FIG. I-12.

La bobine réelle complexe est alors équivalente à une bobine fictive simple, comprenant une résistance R_a et une inductance L_a (fig. *I-12*) de valeurs :

$$\begin{cases} R_a=\dfrac{r}{\left[1-\left(\dfrac{f}{f_0}\right)^2\right]^2} \\ L_a=\dfrac{l}{1-\left(\dfrac{f}{f_0}\right)^2} \end{cases} \tag{9}$$

et ayant pour facteur de qualité la valeur apparente :

$$Q_a = \frac{L_a \omega}{R_a} = Q_i \left[1 - \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \right]. \tag{10}$$

Les caractéristiques apparentes de la bobine sont alors différentes de celles de la bobine vraie, supposée sans capacité répartie, sauf aux très basses fréquences pour lesquelles le rapport $\left(\frac{f}{f_0}\right)^2$ devient petit devant l'unité. Elles s'en écartent d'autant plus que la fréquence d'utilisation se rapproche davantage de la fréquence de résonance.

— Pour les *fréquences supérieures à la fréquence de résonance*, et avec les mêmes approximations, les relations (6) deviennent pratiquement :

$$\begin{cases} R_a = \dfrac{r}{\left[\left(\dfrac{f}{f_0} \right)^2 - 1 \right]^2} \\ X_a = - \dfrac{l\omega}{\left(\dfrac{f}{f_0} \right)^2 - 1} \\ Q_a = Q_i \left[\left(\dfrac{f}{f_0} \right)^2 - 1 \right]. \end{cases} \tag{11}$$

Dans ce cas, la bobine se comporte comme une capacité en série avec une résistance.

En pratique, on utilise rarement les bobines dans cette gamme de fréquence où elles cessent de fonctionner en inductance et dans laquelle on rencontre en général un fonctionnement complexe comportant des résonances successives sur partielles et une courbe d'impédance à pointes multiples.

— Ces diverses propriétés se trouvent résumées par les *courbes d'impédance apparente de la bobine* qui représentent les lois de variation avec la fréquence des caractéristiques apparentes du circuit complexe équivalent et qui affectent en général l'aspect des courbes d'impédance d'un circuit bouchon (fig. *I-13*).

Lorsque la fréquence croît, la réactance croît d'abord linéairement ($l\omega$), puis un peu plus vite, passe par un maximum, s'annule pour $f = f_0$, puis devient négative.

La résistance croît avec la fréquence, passe par un maximum pointu pour $f = f_0$ et diminue. Cette courbe de R en fonction de la fréquence a l'allure d'une courbe de résonance.

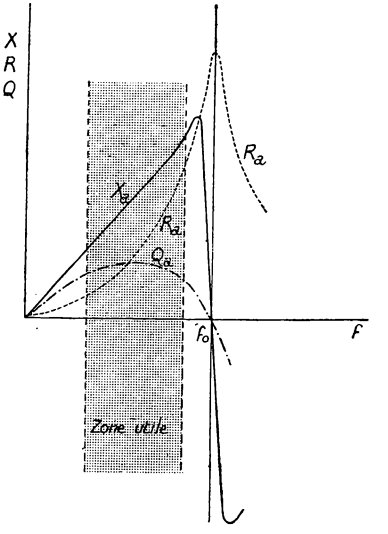


FIG. I-13.

Le facteur de qualité résultant Q_a croît d'abord avec la fréquence comme le facteur de qualité réel Q_i, mais il cesse de croître assez rapidement et passe par un maximum très aplati pour, finalement, s'annuler à la résonance ($f = f_0$)

Facteurs caractéristiques usuels. — Comme nous le verrons par la suite, les caractéristiques d'une bobine, qui interviennent d'une façon directe dans les applications usuelles, sont celles de son impédance apparente. Dès lors, les propriétés usuelles des bobines sont définies par les courbes de la figure *I-13*.

En pratique, pour les usages courants dans la gamme des fréquences radioélectriques, les bobines sont utilisées pour constituer des circuits oscillants en combinaison avec des capacités extérieures C, sensiblement plus grandes que la capacité résiduelle γ, et travaillent de ce fait sur des fréquences toujours inférieures à leur fréquence de résonance f_0. La zone utile se situe alors dans l'échelle des fréquences comme l'indique la bande ombrée de la figure *I-13*.

Dans cette zone utile :

a) l'inductance L_a reste pratiquement constante et égale à l'inductance vraie l ;

b) la résistance R_a croît d'une façon *importante* avec la fréquence ;

c) le facteur de qualité apparent Q_a passe précisément par son maximum très aplati et peut, en première approximation, être regardé comme pratiquement constant.

Dès lors, quelle que soit la fréquence dans les limites d'utilisation usuelle, une bobine est entièrement définie par deux facteurs sensiblement constants, à savoir :

a) son inductance L_a, ou facteur de grandeur, qui caractérise sa valeur et a des dimensions fonctions du système d'unités utilisé.

b) son facteur de qualité Q_a, sans dimensions, qui caractérise la qualité de la construction. L'inverse $\frac{1}{Q_a}$ de ce facteur est le facteur de pertes de la bobine.

Dans la gamme des fréquences radioélectriques, le facteur Q_a a les ordres de grandeur suivants :

bobines médiocres	$\leqslant 10$
bobines de bonne qualité	100 à 200
bobines très soignées	300 à 400

— Avec ces facteurs caractéristiques, il est avantageux d'exprimer l'impédance apparente d'une bobine sous la forme :

$$\mathcal{R}_a = L_a\omega\left(\frac{R_a}{L_a\omega} + \mathrm{j}\right) = L_a\omega\left(\frac{1}{Q_a} + \mathrm{j}\right) \tag{12}$$

dans laquelle tous les termes ont une valeur bien définie et une signification physique bien nette.

Schémas équivalents. — Dans le cas des bobines usuelles de bonne qualité il est possible, et souvent commode pour faciliter certaines discussions, de remplacer une bobine réelle, représentée par son schéma apparent de la figure *I-12*, par un ensemble fictif équivalent comprenant en parallèle une inductance pure L_p et une grande résistance R_p, figure *I-14*.

En écrivant que les deux circuits équivalents des figures *I-12* et *I-14* ont des admittances égales :

$$\frac{1}{R_p} + \frac{1}{\mathrm{j}L_p\omega} = \frac{1}{R_a + \mathrm{j}L_a\omega}$$

on trouve comme relations entre leurs éléments constituants :

$$(13)\qquad \begin{cases} R_p = R_a(1 + Q_a^2) \\ L_p = L_a\left(1 + \dfrac{1}{Q_a^2}\right) \\ Q_a = \dfrac{L_a\omega}{R_a} = \dfrac{R_p}{L_p\omega}. \end{cases}$$

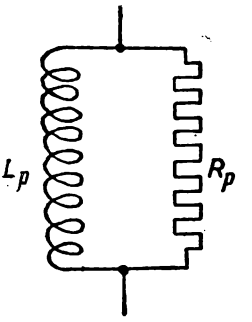


FIG. I-14.

Dans le cas usuel où Q_a est grand devant l'unité, ces relations se réduisent pratiquement à :

$$R_p \approx R_a Q_a^2 = \frac{L_a^2\omega^2}{R_a}$$

$$L_p \approx L_a$$

$$Q_a = \frac{R_p}{L_p\omega}.$$

Étalons d'inductance. — L'inductance d'une bobine à air parcourue par un courant constant ou lentement variable ne dépend que de ses dimensions géométriques et de nombreuses formules ont été établies pour en calculer la valeur. Dans le cas de formes simples (solénoïdes dans l'air à une ou plusieurs couches) on peut construire des étalons absolus d'inductance connus avec une grande précision, par exemple 1/10 000 ou mieux. A partir de ces étalons primaires, et en opérant à très basse fréquence, on peut étalonner avec une précision de l'ordre de 1/1 000 des étalons secondaires qui peuvent être utilisés en courants à fréquence plus élevée sous réserve de prendre dans leur construction et leur emploi certaines précautions fondamentales. En général, on utilise comme étalons secondaires des bobines à air réalisées à l'aide d'un fil à brins multiples isolés pour réduire l'effet de peau ; de plus il convient d'effectuer les enroulements à spires suffisamment espacées ou en tranches séparées de façon à réduire la capacité répartie et à élever la fréquence propre f_0 de la bobine très au-dessus des fréquences d'utilisation. La formule 8 montre en effet que l'accroissement de l'inductance apparente atteint 1 % lorsque le rapport $\frac{f}{f_0}$ devient égal à 0,1.

— Dans ces conditions, on réalise des inductances étalons, connues avec une précision de quelques millièmes et utilisables dans la gamme des fréquences musicales. Leurs valeurs sont comprises entre quelques dizaines de millihenrys et un henry ; leurs facteurs de qualité varient de 20 à 100 environ suivant leur construction et la fréquence du courant. On réalise également, mais avec une précision moindre, des inductances variables utilisables dans les ponts à fréquence musicale comme étalon d'inductance mutuelle ou comme inductance étalonnée variable.

— Dans la gamme des fréquences radioélectriques, on peut encore utiliser des inductances étalons ; leur valeur diminue à mesure que la fréquence augmente (0,1 à 10 mH par exemple) et leur facteur de qualité croît (100 à 400). Mais les risques de perturbation augmentent rapidement du fait de l'influence des capacités parasites qui viennent se connecter en parallèle (bornes, connexions), et il y a lieu de ne les utiliser pour les mesures de précision qu'avec beaucoup de circonspection. En fait, et pour ces raisons, on utilise peu les

inductances étalons dans la gamme des fréquences radioélectriques ; on leur préfère, comme nous le verrons au chapitre V, l'emploi des capacités étalons.

— L'utilisation pratique des inductances étalons nécessite de *veiller avec soin à éliminer toutes les causes extérieures capables de réagir sur leur valeur.* En particulier, il convient, lors du montage d'un circuit de mesure, d'éloigner méthodiquement les bobines étalons de toutes pièces en métal magnétique, susceptibles de modifier la perméabilité de leur circuit magnétique, et d'une façon générale de tout écran ou objet métallique dans lequel puissent prendre naissance des courants induits dont la réaction sur la bobine entraînerait une diminution d'inductance : par exemple de la table d'essais, si elle contient des parties métalliques, ou des boîtes des appareils blindés qui entrent dans le montage. Il convient également de les éloigner de toute source susceptible d'agir sur elles par induction directe. Dans le cas où l'éloignement serait impossible, il est indispensable de choisir l'orientation de la bobine par rapport aux objets perturbateurs de façon à réduire leur couplage à la valeur la plus faible possible. Ces précautions s'imposent dans toute la gamme des fréquences usuelles, musicales et radio-électriques, d'autant plus que la fréquence d'utilisation est plus élevée.

— Enfin, pour les mesures de précision, il convient de tenir compte de l'influence de la température qui peut provoquer des variations de dimensions géométriques, donc d'inductance. Dans le cas des bobines bien construites, cet effet reste en général petit, par exemple inférieur à 10^{-4} par degré ; on peut lui donner des valeurs très faibles en constituant la bobine par un fil enroulé *sous tension* sur un support isolant à très faible coefficient de température, tel que le quartz, ou en la constituant par un dépôt métallique dans une rainure en hélice pratiquée sur un cylindre de quartz. On peut encore réaliser une compensation en choisissant les dimensions géométriques du bobinage et du support de telle sorte que les variations d'inductance dues aux variations de longueur et de diamètre s'annulent mutuellement.

3° Condensateurs.

Définition. — En principe, un condensateur se compose de deux armatures, parfaitement isolées et séparées par un diélectrique parfait, entre lesquelles circule uniquement un courant de déplacement dont la densité en chaque point est liée au champ électrique par la relation :

$$\vec{\jmath} = \mathrm{j}\,\frac{\varepsilon\,\omega}{4\pi}\,\vec{\mathcal{E}}.$$

Le courant est alors en quadrature avant sur la tension aux bornes du condensateur et l'impédance se réduit à une réactance négative pure :

$$\mathcal{R} = -\,\mathrm{j}\,\frac{1}{C\,\omega}.$$

Ce cas idéal serait celui d'un condensateur à air parfait.

Condensateurs à diélectrique. — En fait, dans les condensateurs réels à diélectrique solide ou liquide, le corps isolant interposé entre les armatures est le siège de pertes par conduction, qui donnent naissance à un courant en phase avec le champ électrique, et de pertes par hystérésis diélectrique qui produisent un retard de phase du courant de déplacement par rapport au champ inducteur.

— Pour fixer les idées, considérons un condensateur plan à diélectrique (fig. *I-15*), dans lequel le *diélectrique occupe tout l'espace compris entre les armatures,* et désignons par :

$\mathcal{U}$ la différence de potentiel entre ses armatures ;
$\mathcal{E}$ le champ électrique dans le diélectrique ;
$\mathcal{J}$ l'intensité du courant ;
S la surface des armatures ;
D la distance des armatures ;
σ la conductivité du diélectrique ;
ε la permittivité du diélectrique ;
θ le déphasage dû à l'hystérésis diélectrique.

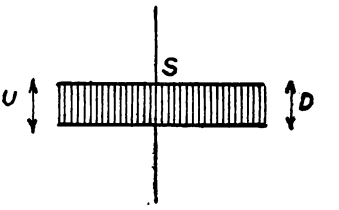


FIG. I-15.

La densité de courant $\mathcal{J}_0$ dans le diélectrique est la somme de la densité de courant de conduction et de la densité de courant de déplacement, soit :

$$\mathcal{J}_0 = \sigma \mathcal{E} + j \frac{\varepsilon \omega}{4\pi} \mathcal{E} e^{-j\theta}$$

ou :

$$\mathcal{J}_0 = \left[\left(\sigma + \frac{\varepsilon \omega}{4\pi} \sin\theta\right) + j \frac{\varepsilon \omega}{4\pi} \cos\theta\right] \mathcal{E}.$$

Le courant total qui traverse le condensateur est alors :

$$\mathcal{J} = S\mathcal{J}_0 = \left[\left(\sigma + \frac{\varepsilon \omega}{4\pi} \sin\theta\right) + j \frac{\varepsilon \omega}{4\pi} \cos\theta\right] \frac{S}{D} \mathcal{U}$$

expression de la forme :

$$\mathcal{J} = [G + jC\omega]\mathcal{U}$$

avec

$$\begin{cases} G = \left(\sigma + \frac{\varepsilon \omega}{4\pi} \sin\theta\right) \frac{S}{D} \\ C = \frac{\varepsilon S}{4\pi D} \cos\theta \end{cases}$$

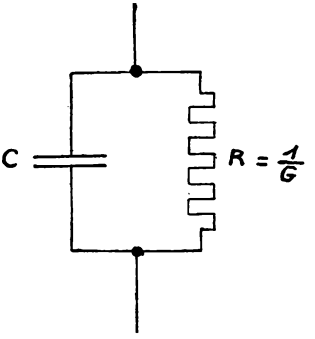


FIG. I-16.

qui montre que le condensateur réel se comporte comme un condensateur parfait C, de valeur inférieure à celle du condensateur sans pertes, shunté par une résistance pure de valeur $R = \frac{1}{G}$ conformément au schéma de la figure *I-16*.

Le diagramme vectoriel des courants qui traversent le condensateur réel affecte alors l'aspect représenté sur la figure *I-17*. Le courant $\mathcal{J}$ est déphasé en avant sur la tension $\mathcal{U}$ de l'angle de phase φ ; si le condensateur était parfait ($G = 0$), cet angle serait : $\varphi = \frac{\pi}{2}$. Son complément $\delta = \frac{\pi}{2} - \varphi$ caractérise les pertes dans la diélectrique, on l'appelle *l'angle de pertes du condensateur*. Il a pour expression :

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{G}{C\omega} = \frac{\sigma + \frac{\varepsilon \omega}{4\pi} \sin\theta}{\frac{\varepsilon \omega}{4\pi} \cos\theta}.$$

Pour les fréquences très faibles, pour lesquelle le termes $\frac{\varepsilon \omega}{4\pi} \sin\theta$ devient petit devant σ, cette expression prend la forme :

$$\operatorname{tg}\delta \approx \frac{4\pi\sigma}{\varepsilon \omega \cos\theta}$$

et l'angle de pertes peut devenir très grand lorsque la fréquence diminue. Cela peut être le cas par exemple pour les fréquences industrielles.

Mais en pratique, sauf cas exceptionnel, on utilise des condensateurs de bonne qualité construits avec des diélectriques à très grand isolement dans lesquels, pour les fréquences usuelles, les courants de conduction restent très faibles par rapport aux courants de déplacement. On peut alors négliger σ devant $\frac{\varepsilon\omega}{4\pi}\sin\theta$; de plus, les pertes par hystérésis restant faibles, l'angle θ est toujours petit.

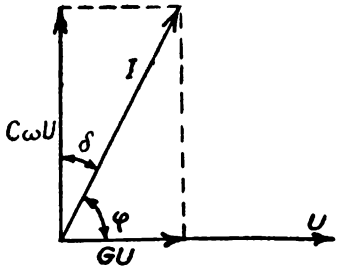


FIG. I-17.

On a alors pratiquement :

$$C \approx \frac{\varepsilon S}{4\pi D} = \varepsilon C_0$$

$$\operatorname{tg}\delta \approx \operatorname{tg}\theta$$

$$\delta \approx \theta.$$

L'*angle de pertes* du condensateur devient égal à l'angle de pertes du diélectrique et varie alors relativement peu avec la fréquence.

L'admittance complexe peut se mettre sous la forme :

$$\mathcal{Y} = G + jC\omega = C\omega(\operatorname{tg}\delta + j) \tag{14}$$

analogue à la relation 12 établie dans le cas d'une inductance, et dans laquelle l'angle de pertes du diélectrique joue le même rôle que le facteur de pertes $\frac{1}{Q_a}$ de la bobine.

— Un condensateur réel à diélectrique solide, *occupant tout l'espace compris entre les armatures*, est donc entièrement caractérisé par deux facteurs constants, soit :

a) sa capacité *C*, ou facteur de grandeur, qui caractérise sa valeur et a des dimensions fonctions du système d'unités utilisé ;

b) son angle de pertes δ, ou facteur de qualité, simple facteur numérique sans dimensions, qui caractérise la qualité du diélectrique utilisé et de la construction et varie relativement peu avec la fréquence.

Son inverse joue un rôle analogue au facteur Q_a d'une bobine.

— Dans les conditions usuelles, l'angle de pertes des condensateurs (évalué par sa tangente) est toujours très faible et bien inférieur au facteur de pertes $\left(\frac{1}{Q_a}\right)$ des bobines avec lesquelles il est connecté (10^{-4} à 10^{-6}). Il s'ensuit que, pratiquement, l'amortissement des circuits dû aux condensateurs est toujours très inférieur à celui qui est dû aux bobinages et que l'on peut le plus souvent assimiler les condensateurs réels à des condensateurs parfaits.

— Dans le cas des diélectriques usuels de bonne qualité et pour les fréquences utilisées en radiotechnique, l'angle de pertes des condensateurs reste pratiquement égal à l'angle de pertes du diélectrique utilisé, lequel croît très lentement avec la fréquence. En première approximation on peut donc admettre qu'il reste sensiblement constant. Par contre, si l'on opère à des fréquences très basses, par exemple à des fréquences industrielles (50 Hz), les courants de déplacement $\left(\frac{\varepsilon\omega}{4\pi}\sin\theta\right)$ peuvent devenir égaux ou inférieurs aux courants de conduction (σ) ; dans ce cas, on ne peut plus négliger le terme σ dans la relation ci-dessus et la tangente de l'angle de pertes *croît indéfiniment* lorsque la fréquence diminue.

Schémas équivalents. — Nous venons de voir qu'un condensateur réel à diélectrique pouvait toujours être représenté schématiquement par le circuit de la figure *I-16* comportant un condensateur parfait C shunté par une conductance pure G.

Pour certaines applications, il est plus commode de substituer à ce schéma celui de la figure *I-18* comprenant un condensateur parfait C' en série avec une résistance pure r.

A une *fréquence donnée* on peut toujours passer d'un schéma à l'autre par des formules de conversion simples obtenues en écrivant que, pour cette fréquence, les deux circuits ont même impédance, soit :

$$r - j\frac{1}{C'\omega} = \frac{1}{\frac{1}{R} + jC\omega} = \frac{R}{1 + R^2C^2\omega^2} - j\frac{1}{C\omega}\frac{1}{1 + \frac{1}{R^2C^2\omega^2}}$$

ou encore en faisant figurer l'angle de pertes :

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{G}{C\omega} = \frac{1}{RC\omega}$$

$$r - j\frac{1}{C'\omega} = R\sin^2\delta - j\frac{1}{C\omega}\cos^2\delta$$

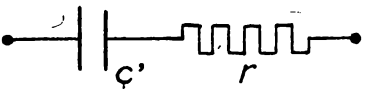


FIG. I-18.

d'où l'on tire finalement les relations de correspondance :

$$(15)\qquad \begin{cases} \dfrac{r}{R} = \sin^2\delta & \text{quantité très faible.} \\ \dfrac{C}{C'} = \cos^2\delta & \text{quantité voisine de l'unité et légèrement inférieure à 1.} \\ \operatorname{tg}\delta = \dfrac{G}{C\omega} = \dfrac{1}{RC\omega} = rC'\omega. \end{cases}$$

Dans les cas usuels relatifs à des condensateurs de bonne qualité, on a pratiquement :

$$\sin\delta \approx \delta \approx \operatorname{tg}\delta$$
$$\cos\delta \approx 1$$

donc :

$$(16)\qquad \begin{cases} \dfrac{r}{R} \approx \operatorname{tg}^2\delta & \text{très petit.} \\ \dfrac{C}{C'} \approx 1 \end{cases}$$

— En admettant pour $\operatorname{tg}\delta$ une valeur moyenne de l'ordre de 10^{-3}, on a donc

$$\frac{r}{R} = 10^{-6}$$

autrement dit, en pratique, r s'exprimera en ohms et R en mégohms.

Influence des lames d'air. — Dans ce qui précède, nous avons admis que le diélectrique interposé entre les armatures remplissait *entièrement* tout l'espace compris entre elles et venait en contact avec les armatures sur chacune de ses faces (fig. *I-15*).

Il peut arriver que la lame diélectrique n'occupe qu'une partie de l'espace disponible, auquel cas le diélectrique interposé entre les armatures comporte une suite de lames diélectriques alternant avec des lames d'air, par exemple lorsqu'on utilise un diélectrique solide et des armatures rigides qui ne sont pas parfaitement ajustées sur la lame isolante interposée.

Les propriétés du condensateur ainsi obtenu sont alors intermédiaires entre celles du condensateur à air et celles du condensateur à diélectrique complet.

— Considérons un condensateur plan, analogue à celui de la figure *I-15* mais dans lequel la lame diélectrique a une épaisseur e, inférieure à la distance D qui sépare les armatures, et laisse libre de part et d'autre au contact des armatures deux lames d'air d'épaisseurs e_1 et e_2 (fig. *I-19*).

Tout se passe comme si l'on avait en série trois condensateurs ayant respectivement pour caractéristiques :

a) Un condensateur central à diélectrique complet, d'épaisseur e :

de capacité : $\Gamma_0 \approx \dfrac{\varepsilon S}{4\pi e}$

d'angle de perte : $\delta_0 \approx \theta$

donc équivalent à un condensateur Γ_0 en *série* avec une résistance :

$$r = \frac{\operatorname{tg}\theta}{\Gamma_0 \omega}$$

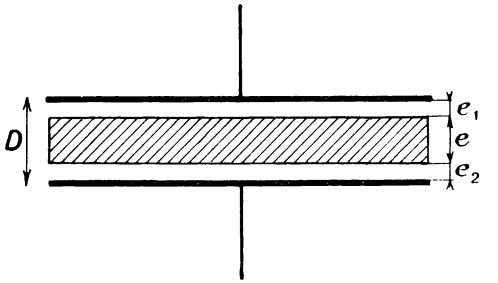


FIG. I-19.

b) Deux condensateurs à lames d'air, donc sans pertes, de capacités :

$$\Gamma_1 = \frac{S}{4\pi e_1}$$

$$\Gamma_2 = \frac{S}{4\pi e_2}.$$

L'ensemble se comporte donc comme un condensateur unique C, de valeur telle que :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{\Gamma_1} + \frac{1}{\Gamma_2} + \frac{1}{\Gamma_0} = \frac{4\pi}{S}\left(e_1 + e_2 + \frac{e}{\varepsilon}\right)$$

soit :

(17) $$C = \frac{S}{4\pi\left(e_1 + e_2 + \dfrac{e}{\varepsilon}\right)} = \frac{\Gamma_0}{1 + \varepsilon \dfrac{e_1 + e_2}{e}}$$

en série avec une résistance égale à r, et ayant par conséquent un angle de pertes δ tel que :

$$\operatorname{tg}\delta = rC\omega = \frac{\operatorname{tg}\theta}{\Gamma_0 \omega} \frac{\Gamma_0 \omega}{1 + \varepsilon \dfrac{e_1 + e_2}{e}}$$

soit :

(18) $$\operatorname{tg}\delta = \frac{\operatorname{tg}\theta}{1 + \varepsilon \dfrac{e_1 + e_2}{e}}.$$

— En pratique ce genre de problème se pose lorsqu'on veut mesurer les caractéristiques d'un diélectrique à l'aide d'un dispositif comportant un condensateur dont les armatures ne sont pas ajustées sur les faces du diélectrique (chapitre III, § C 1°, page 220). La présence des lames d'air a pour effet de *réduire la capacité et l'angle de pertes apparents* dans un même rapport :

$$\frac{1}{1 + \varepsilon \dfrac{e_1 + e_2}{e}}$$

et d'introduire de ce fait une erreur de mesure de valeur relative :

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta(\operatorname{tg}\delta)}{\operatorname{tg}\delta} = -\varepsilon\frac{e_1 + e_2}{e}. \tag{19}$$

Condensateurs à air. — Dans un condensateur à air, en particulier dans un condensateur variable du type usuel en radiotechnique, les pertes dans le diélectrique d'air interposé entre les armatures sont nulles. Les pertes totales se limitent alors aux pertes diélectriques dans les supports isolants inévitables et aux pertes par effet Joule dans les connexions et dans les lames. Comme les supports isolants occupent dans le champ électrique des armatures un espace très *restreint* et *fixe*, les pertes correspondantes restent toujours très faibles ; de plus elles sont indépendantes de la position de l'armature mobile, donc de la valeur de la capacité.

Les pertes par effet Joule sont elles-mêmes très faibles dans les condensateurs bien établis dont les armatures sont réalisées en un métal bon conducteur ou recouvertes en surface d'un métal de faible résistivité (lames argentées ou dorées) ; par contre elles croissent en général avec la valeur de la capacité.

Il résulte de ces particularités que les pertes des condensateurs à air sont toujours très faibles et que, contrairement à ce qui se passe pour un condensateur à diélectrique solide, l'*angle de pertes varie avec la capacité*, donc ne constitue plus un paramètre constant caractéristique de la qualité de l'appareil.

— Pour analyser l'influence des pertes sur les propriétés d'un condensateur variable à air, on peut considérer celui-ci comme la combinaison de deux condensateurs connectés en parallèle, soit :

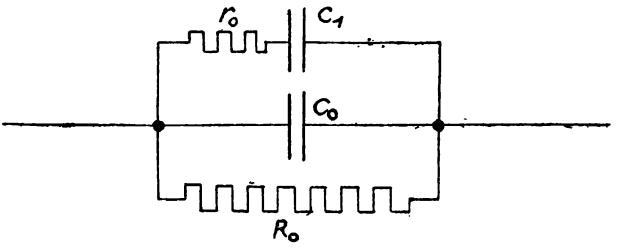


FIG. I-20.

a) un condensateur de faible valeur, à diélectrique solide et a pertes Joule pratiquement négligeables devant les pertes diélectriques, constitué par les éléments d'armatures en contact avec les supports, de *valeur constante* C_0 et *d'angle de pertes constant* :

$$\delta_0 = \theta.$$

b) un condensateur à air, sans pertes diélectriques mais dans lequel peuvent se produire des pertes Joule non négligeables, de valeur C_1 variable, en général beaucoup plus grande que C_0, et représentant la capacité de toutes les autres parties du condensateur à diélectrique d'air.

— On peut alors représenter le condensateur réel par le schéma de la figure *I-20* dans lequel la résistante R_0 schématise les pertes dans les supports et a une valeur telle que :

$$\operatorname{tg}\delta_0 = \frac{1}{R_0 C_0 \omega}$$

et la résistance r_0 schématise les pertes par effet Joule dans le condensateur variable C_1 caractérisé par un angle de pertes δ_1 de valeur :

$$\operatorname{tg}\delta_1 = r_0 C_1 \omega.$$

— L'admittance de l'ensemble a pour expression :

$$\mathcal{Y} = \frac{1}{R_0} + j C_0 \omega + \frac{1}{r_0 + \frac{1}{j C_1 \omega}} = \frac{1}{R_0} + j C_0 \omega + \frac{j C_1 \omega (1 - j r_0 C_1 \omega)}{1 + r_0^2 C_1^2 \omega^2}$$

que l'on peut écrire pratiquement en négligeant devant l'unité le terme $r_0^2 C_1^2 \omega^2 = \operatorname{tg}^2 \delta_1$:

$$\mathcal{Y} = \frac{1}{R_0} + r_0 C_1^2 \omega^2 + j (C_1 + C_0) \omega = (C_1 + C_0) \omega \left[\frac{\frac{1}{R_0} + r_0 C_1^2 \omega^2}{(C_1 + C_0) \omega} + j \right].$$

Tout se passe alors comme si l'on avait un condensateur unique de capacité :

$$C = C_1 + C_0$$

et d'angle de pertes δ tel que :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\frac{1}{R_0} + r_0 C_1^2 \omega^2}{C \omega} = (1 + r_0 R_0 C_1^2 \omega^2) \frac{C_0}{C} \operatorname{tg} \delta_0.$$

— En général C_0 est très petit devant C_1 ; il s'ensuit que la capacité résultante C est très voisine de la capacité variable C_1 et que son angle de pertes δ est très faible devant celui de la capacité C_0 des supports. De plus cet angle de pertes varie avec la valeur de la capacité C et ne peut plus servir à caractériser la qualité de construction du condensateur.

— Tant que les pertes par effet Joule restent faibles devant les pertes diélectriques, en particulier pour les faibles valeurs de la capacité variable C_1, le terme $r_0 R_0 C_1^2 \omega^2$ reste petit devant l'unité et l'on a en première approximation :

$$\operatorname{tg} \delta \approx \frac{C_0}{C} \operatorname{tg} \delta_0.$$

Dans ce cas, l'angle de pertes décroît quand la capacité augmente ; par contre, le facteur :

(20) $$\boxed{\alpha = C \operatorname{tg} \delta = C_0 \operatorname{tg} \delta_0}$$

devient une *constante*, qu'on désigne sous le nom de *facteur de mérite* du condensateur, et qui caractérise la qualité de construction de l'appareil.

— Au contraire, si les pertes par effet Joule prédominent sur les pertes diélectriques, ce qui peut se produire pour les fortes valeurs de C_1, l'angle de pertes tend vers :

$$\operatorname{tg} \delta \approx r_0 R_0 C_1^2 \omega^2 \frac{C_0}{C} \operatorname{tg} \delta_0$$

et croît en même temps que la valeur de la capacité.

— En définitive, on peut rencontrer les deux cas suivants :

a) dans le cas d'un condensateur à *isolement médiocre*, les pertes diélectriques prédominent, l'angle de pertes diminue lorsque la capacité augmente et l'on peut caractériser le condensateur par deux facteurs :

d'une part sa capacité : $C = C_0 + C_1$,

d'autre part son facteur de mérite constant : $\alpha = C \operatorname{tg} \delta = C_0 \operatorname{tg} \delta_0$;

b) dans le cas d'un *condensateur très soigné* au point de vue de l'isolement, les pertes par effet Joule restent négligeables devant les pertes diélectriques pour les faibles valeurs de $C_1 (r_0 R_0 C_1^2 \omega^2 << 1)$ et, comme dans le cas précédent, l'angle de pertes δ commence par décroître lorsqu'on fait croître C_1 à partir de sa valeur minimale.

Par contre, à mesure que C_1 augmente, les pertes Joule croissent et finissent par prédominer sur les pertes diélectriques.

Dans un tel appareil, lorsqu'on fait croître C de sa valeur minimale à sa valeur maximale, l'angle de pertes commence par décroître, passe par un minimum, puis finit par croître. Le facteur de mérite, d'abord constant, finit par croître également et il n'existe plus de facteur constant capable de mesurer la qualité de l'appareil dans toute sa gamme de variation. Ces conditions de fonctionnement se rencontrent en pratique dans les condensateurs variables de construction très soignée utilisés comme étalon en haute fréquence.

— Dans l'un et l'autre cas, on peut toujours remplacer le condensateur réel par l'un des schémas habituels correspondant aux figures *I-16* et *I-18* et dans lesquels les éléments caractéristiques R, r, C et C' sont liés entre eux par les relations 15 et 16 et aux facteurs caractéristiques du condensateur par :

$$\alpha = C \operatorname{tg} \delta = \frac{1}{R\omega} = r C^2 \omega$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\alpha}{C} = \frac{1}{RC\omega} = r C \omega.$$

Influence des connexions. — Lorsque la fréquence s'élève et atteint la gamme des fréquences radioélectriques, les connexions qui relient le condensateur aux circuits extérieurs cessent d'être de simples liaisons équipotentielles ; elles deviennent de véritables impédances, possédant une résistance r et surtout une inductance L appréciables, qui se trouvent connectées en série avec

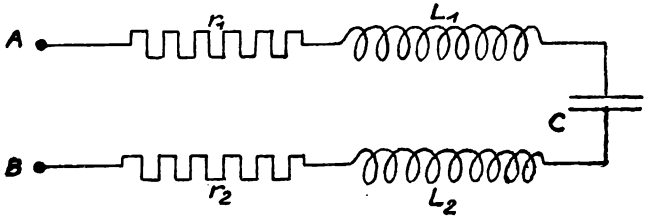


FIG. I-21.

l'impédance du condensateur et peuvent en modifier d'une façon sensible la valeur apparente.

— Le schéma équivalent à l'ensemble condensateur-connexions affecte alors l'aspect de la figure *I-21.* On voit immédiatement qu'on a affaire à un circuit complet, présentant tous les caractères d'un circuit oscillant et dans lequel peut se manifester un phénomène de résonance.

Sa réactance apparente totale a pour expression :

$$X = (L_1 + L_2)\omega - \frac{1}{C\omega} = -\frac{1}{C\omega}\left[1 - (L_1 + L_2) C \omega^2\right]$$

elle s'annule pour la fréquence f_0 ,correspondant à la pulsation ω_0 telle que :

$$(L_1 + L_2) C \omega_0^2 = 1.$$

On peut alors écrire :

$$(L_1 + L_2)\, C\, \omega^2 = \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 = \left(\frac{f}{f_0}\right)^2$$

et tout se passe comme si l'on avait le schéma de la figure *I-22* comprenant une résistance r en série avec un condensateur :

$$C' = \frac{C}{1 - (L_1 + L_2)\, C\, \omega^2} = \frac{C}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}.$$

— La capacité apparente n'est donc égale à la capacité vraie C que si la fréquence d'utilisation est assez faible par rapport à la fréquence f_0 de résonance pour que le rapport $\left(\frac{f}{f_0}\right)^2$ soit négligeable devant l'unité.

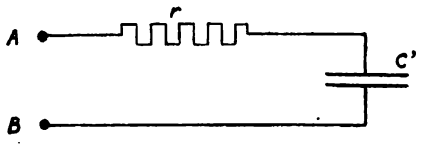


FIG. I-22.

Dans le cas contraire, la capacité apparente est *plus grande* que la capacité vraie et croît indéfiniment à mesure que la fréquence de travail se rapproche de f_0.

L'erreur sur la connaissance de la capacité, à une fréquence f, est alors :

$$(21) \qquad \frac{\Delta C}{C} = \frac{C' - C}{C} = \frac{1}{\left(\frac{f_0}{f}\right)^2 - 1} \approx \left(\frac{f}{f_0}\right)^2.$$

Elle devient de l'ordre de 1 % lorsque la fréquence d'utilisation devient égale au dixième de la fréquence de résonance.

La résistance r est négligeable en basse fréquence, mais peut devenir sensible en haute fréquence.

— Pour fixer les idées sur la perturbation qui peut résulter de l'inductance des connexions, imaginons qu'on utilise un condensateur de valeur $C = 500$ pF relié aux bornes d'utilisation A et B par deux connexions parallèles de 2 cm de longueur écartées de 3 cm (fig. *I-23*), et réalisées en fils de 5/10.

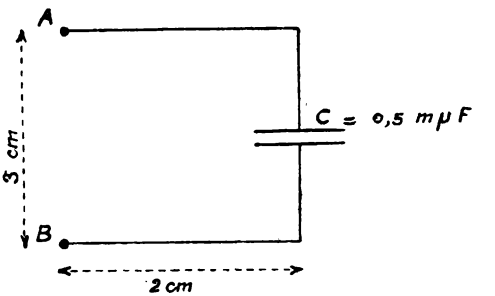


FIG. I-23.

L'inductance de la boucle constituée par les connexions est environ :

$$L = 0{,}1\ \mu\text{H}$$

et la résonance se produit pour une fréquence

$$f_0 = 23\,\text{MHz}$$

c'est-à-dire pour une longueur d'onde de 13 mètres.

Autrement dit, pour une fréquence de 23 MHz, la capacité apparente devient infinie et l'ensemble se comporte comme une résistance pure ; pour des fréquences supérieures à 23 MHz l'appareil se comporte comme une inductance. L'erreur sur la capacité reste inférieure à 1 % pour les fréquences inférieures à 2,3 MHz.

Influence de l'inductance des lames. — Dans ce qui précède, nous avons supposé que les lames se comportaient comme deux armatures équipotentielles

sans inductance ; cette hypothèse est admissible lorsque les dimensions longitudinales des armatures restent très petites devant la longueur d'onde correspondant à la fréquence utilisée. Dans le cas des fréquences trop élevées, il peut ne pas en être ainsi ; les lames en regard constituant le condensateur se comportent alors comme des éléments d'une ligne de transmission à constantes réparties ; l'inductance des armatures produit un déphasage qui compense partiellement celui de la capacité et la capacité apparente croît. Pour la fréquence qui correspond à la résonance en quart d'onde, la capacité devient infinie et l'ensemble se comporte comme une résistance pure ; pour des fréquences supérieures, *l'appareil devient une inductance.*

— Ces effets sont très marqués dans les condensateurs usuels du type au « papier paraffiné » constitués par deux longues bandes de papier métallique, isolées par une bande de papier paraffiné, enroulées dans un boîtier et dont les bornes sont constituées par les extrémités des deux feuilles métalliques. Ces condensateurs ont une fréquence de résonance qui se situe dans la gamme radioélectrique usuelle et se comportent fréquemment comme des inductances même pour des ondes hectométriques. Pour réaliser des condensateurs dits « *sans inductance* », on fait déborder les feuilles métalliques de part et d'autre de la feuille isolante et on prend comme bornes du condensateur les parties débordantes de chaque armature mises en court-circuit de façon à constituer un condensateur comportant deux armatures *courtes* de grande surface. En fait cette technique réduit de façon sensible l'inductance interne du condensateur mais ne l'annule pas.

— Dans le cas des condensateurs à air les dimensions longitudinales des armatures sont en général beaucoup plus faibles et la fréquence de résonance est reportée très au-dessus des fréquences usuelles. Cependant l'inductance des armatures peut se faire sentir sur l'étalonnage du condensateur pour les mesures de précision aux très hautes fréquences ; nous en verrons un exemple au chapitre VIII, à propos de la mesure de la constante diélectrique des isolants.

— En principe donc, pour atténuer ces effets perturbateurs dans le cas des condensateurs étalons destinés aux mesures aux très hautes fréquences (ondes métriques par exemple), on réduit le plus possible les dimensions longitudinales des armatures ; on est ainsi conduit à utiliser des lames courtes et nombreuses. Cette disposition ayant pour conséquence l'allongement des connexions il faut chercher un compromis qui conduit à réaliser des condensateurs aussi ramassés que possible dans toutes leurs dimensions.

— Quelles que soient les précautions prises, il est impossible de supprimer complètement ces effets d'inductance et, pour les mesures aux très hautes fréquences, il faut *examiner avec soin leur influence sur l'étalonnage* du condensateur.

— D'ailleurs, en pratique, l'inductance des armatures se confond avec celle des connexions et la discussion du schéma équivalent d'un condensateur réel peut se faire en raisonnant sur cette dernière, en remarquant toutefois que l'inductance des connexions est indépendante de la valeur de la capacité tandis que celle des lames varie avec elle.

Schémas et réalisations pratiques. — Si l'on tient compte enfin des capacités γ_1 et γ_2 des armatures du condensateur par rapport à la masse et aux objets avoisinants et des connexions qui y sont reliées, un condensateur réel doit être considéré comme un circuit complexe se présentant sous la forme schématique de la figure *I-24.*

— Les capacités γ_1 et γ_2 peuvent prendre des valeurs relatives importantes ; de plus elles sont variables avec la position du condensateur par rapport à la masse et aux objets avoisinants, et, dans le cas d'un condensateur variable, avec la position de l'armature mobile, donc avec la valeur de la capacité C. Comme elles constituent un pont qui shunte le condensateur C, elles sont la

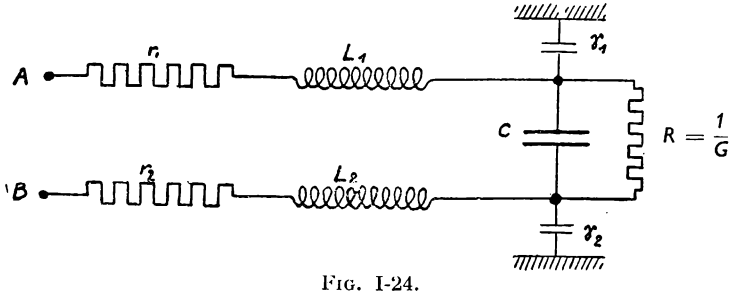


FIG. I-24.

source d'erreurs d'étalonnage qui peuvent être importantes, et, ce qui est plus grave, qui sont très mal définies.

— Dans les condensateurs étalonnés de précision, il est indispensable de prendre des précautions systématiques pour éliminer l'influence perturbatrice de ces capacités. A cet effet on entoure le condensateur d'une enveloppe métallique formant blindage que l'on relie par construction à l'une des armatures du condensateur et qui entoure complètement l'autre armature ; de plus cette enveloppe est systématiquement connectée à la masse (châssis du poste) par une connexion aussi courte que possible, le plus souvent par fixation directe sur le châssis. Dans ces conditions, la capacité à la masse de l'armature reliée à l'enveloppe, par exemple γ_2, est court-circuitée. La capacité à la masse de l'autre armature se réduit à la capacité de cette armature par rapport à l'enveloppe ; elle est bien définie et se trouve incorporée en fait dans la capacité étalonnée de l'appareil. La capacité perturbatrice γ_1 se limite donc à celle de la connexion supérieure ; elle peut être rendue très faible et pratiquement constante et être incorporée dans la capacité résiduelle du condensateur.

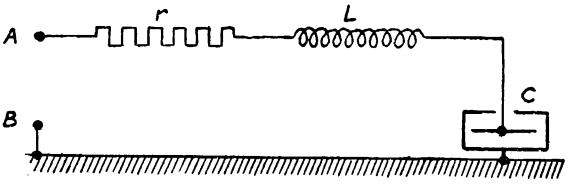


FIG. I-25.

— La liaison à la masse de l'armature enveloppante du condensateur permet en outre de supprimer la connexion inférieure en effectuant la liaison directe sur le châssis (borne B, fig. *I-25*).

— En définitive, le schéma d'un condensateur réel, dans lequel on a pris les précautions qui viennent d'être précisées, affecte l'aspect de la figure *I-25*.

Les condensateurs étalons sont systématiquement blindés et conformes à ce schéma.

— Dans le cas d'un condensateur variable, l'armature mobile et la manette de réglage correspondante sont connectées à l'enveloppe protectrice de façon à éliminer les effets de main.

Condensateurs étalons. — Étant donnée la gamme très étendue des fréquences d'utilisation, les valeurs et les caractéristiques électriques et mécaniques des

condensateurs étalons dépendent fortement de la fréquence. En fait, les condensateurs étalons usuels se classent en deux types distincts, respectivement conçus pour les usages en basses et en hautes fréquences.

Condensateurs pour basses fréquences. — Pour les mesures en basses fréquences, on est conduit à utiliser des condensateurs de valeurs importantes pouvant atteindre et dépasser le microfarad. De plus, la faible valeur de la fréquence d'utilisation limite à des valeurs acceptables les pertes diélectriques dans les isolants usuels. Pour ces deux raisons on est conduit à utiliser comme étalons des condensateurs fixes à diélectrique solide, en général du mica.

Ces condensateurs peuvent être employés individuellement sous forme de blocs étalonnés et interchangeables dont les valeurs s'échelonnent depuis quelques dizaines de picofarads jusqu'aux environs de un microfarad.

Pour les usages courants de laboratoire ils sont en général assemblés en boîtes à décades variables par plots et par bonds de 1 nF depuis 1 jusqu'à 1110 nanofarads. Un condensateur variable à air, de valeur maximale légèrement supérieure à 1 nF, sert d'appoint et permet d'ajuster la capacité totale à une valeur quelconque. L'ensemble est en général disposé dans une boîte munie d'un *écran métallique*, formant blindage, qui aboutit à une borne marquée « écran » et qu'on connecte à l'une ou l'autre des bornes du condensateur suivant les particularités du montage utilisé.

— La précision d'étalonnage des condensateurs fixes est en général de l'ordre de 1 %. Leur angle de pertes dans la gamme normale d'utilisation est très faible ; le plus souvent inférieur à 1/1 000 ; il peut descendre en dessous de 1/10 000 (10^{-4}) pour les condensateurs de précision. Les condensateurs variables utilisés comme appoints permettent une précision de lecture de 1 à 2 picofarads ; leur angle de pertes est pratiquement nul (en basse fréquence).

— Les appareils de cette catégorie sont prévus pour être utilisés dans la gamme des fréquences musicales définie dans l'introduction ; dans cette gamme, l'influence des connexions usuelles est pratiquement négligeable.

La tension d'utilisation est limitée par l'échauffement du diélectrique ; elle dépend du choix de ce dernier et des caractéristiques de construction de l'appareil. Pour un type de construction et un *boîtier de dimensions données*, l'échauffement est fonction de la *puissance apparente* absorbée par le condensateur; la tension maximale d'utilisation varie alors en raison inverse de la racine carrée de la capacité et de la fréquence ; elle est en général indiquée sur les notices des constructeurs.

Condensateurs pour hautes fréquences. — Dans la gamme des fréquences radioélectriques, on est conduit à faire usage de condensateurs étalons de valeurs très inférieures à celles qui sont nécessaires en basse fréquence, d'autant plus que la fréquence est plus élevée ; de plus ces condensateurs doivent être le plus souvent variables d'une façon continue pour permettre un accord précis des circuits ; enfin, l'emploi d'une fréquence très élevée proscrit l'utilisation d'un diélectrique solide dans lequel les pertes deviendraient prohibitives. Pour ces trois raisons, les condensateurs étalons pour hautes fréquences sont en général du type « condensateur variable à diélectrique d'air ».

Ils ne diffèrent pas en principe des condensateurs usuels en radiotechnique, sous réserve de quelques précautions fondamentales qui ont pour but d'assurer la précision de leur étalonnage et d'améliorer leur facteur de mérite. Ils doivent être très bien blindés et de construction très robuste ; leur axe doit être monté sur roulements à billes parfaitement ajustés et *sans jeu*. L'influence de la température doit être rendue négligeable, soit en réalisant les armatures à l'aide

d'un métal à très faible coefficient de température (invar), soit en constituant les lames et les entretoises à l'aide de deux métaux à coefficients de température différents et en choisissant leurs dimensions de telle sorte qu'il y ait compensation entre les effets des variations de surface et d'écartement des lames.

Les supports isolants fixant les armatures doivent être en matière de très haute qualité (quartz, stéatite...) et en quantité aussi réduite que possible.

Enfin, les dimensions et dispositions des armatures doivent être étudiées avec soin de façon que les connexions aux bornes puissent être extrêmement courtes et sans inductance ni résistance appréciables ; en particulier la liaison de la masse à l'armature mobile doit être assurée par une fourchette assurant un bon contact glissant et non pas par une connexion souple en forme de boucle.

Dans le cas des condensateurs destinés à être utilisés dans la gamme supérieure des fréquences radioélectriques, l'inductance des armatures peut produire un effet non négligeable et il y a avantage à éviter l'emploi de lames longues et étroites.

— Les condensateurs étalons usuels ont une valeur maximale variant entre 1 et 0,1 nanofarad ; pour les fréquences très élevées on peut même descendre en dessous de 100 picofarads.

La précision d'étalonnage est comprise entre 0,1 et 0,5 % du maximum et la précision de lecture varie de 0,1 à 1 picofarad suivant la valeur de la capacité maximale.

— Les pertes sont toujours très réduites ; les valeurs moyennes du *facteur de mérite* sont en *unités pratiques* :

— pour un condensateur sur stéatite : $\alpha = 4.10^{-14}$,

— pour un condensateur sur quartz : $\alpha = 3.10^{-15}$.

Les valeurs correspondantes de l'angle de pertes sont, par exemple dans le cas d'un condensateur de 1 nF (10^{-9}F) :

— pour un condensateur sur stéatite : $\operatorname{tg}\theta = \frac{\alpha}{C} = 4.10^{-5}$,

— pour un condensateur sur quartz : $\operatorname{tg}\theta = 3.10^{-6}$.

Ces condensateurs sont donc très voisins d'un condensateur parfait et peuvent être considérés comme tels en pratique quand on les connecte dans un circuit oscillant où leurs pertes sont négligeables devant celles des bobines.

— L'inductance résiduelle des connexions est en général voisine de 0,02 à 0,05 microhenrys et la résistance de l'ordre de 0,01 ohm à 1 MHz.

A cette inductance résiduelle, imposée par la construction de l'appareil, il faut ajouter celle des connexions de liaison du condensateur avec les autres organes du dispositif de mesure. Cette inductance est fonction de la disposition de montage utilisée et peut rapidement atteindre des valeurs prohibitives. Pour les mesures de précision il est utile d'en tenir compte ; on peut la mesurer par les méthodes indiquées au chapitre V, § C 8° ; dans le cas de deux fils parallèles de longueur l cm, de diamètre d cm et distants de D cm, on peut encore l'évaluer par la relation :

$$L = 0{,}004 \cdot l \left[2{,}3 \log_{10} \frac{2D}{d} - \frac{D}{l} + 0{,}25\right] \text{ microhenrys.}$$

Avec un condensateur de 1 nF et une inductance résiduelle de 0,05 μH, la résonance se produit pour une fréquence de 22,5 MHz ($\lambda = 13{,}3$ m) ; l'erreur d'étalonnage atteint dans ce cas 25 % pour une fréquence de 10 MHz ($\lambda = 30$ m) (relation 21). Il s'ensuit que, dans la gamme des ondes décamétriques et plus courtes, il est indispensable d'utiliser des condensateurs étalons de valeur plus

faible et de prendre des précautions toutes particulières pour réduire l'inductance des connexions intérieures ou de tenir compte de l'erreur d'étalonnage qu'elle produit.

— Pour les mesures aux fréquences radioélectriques, le condensateur variable, tel que nous venons de le définir, constitue l'étalon de base fondamental à l'aide duquel, comme nous le verrons plus loin (chap. V, § C), on peut déterminer les valeurs de toutes les impédances.

— Pour les mesures de haute précision, on utilise souvent comme étalon un condensateur cylindrique, constitué par deux armatures cylindriques tournées et centrées avec soin. L'armature intérieure se déplace sur vis micrométrique parallèlement à l'axe commun. Cette forme de condensateur permet de réaliser des *variations de capacité* calculables à partir des dimensions géométriques des armatures et dont la précision dépend de la précision d'usinage de ces armatures.

— Dans certains appareils de mesure, tels que les ondemètres, on est parfois amené à utiliser des condensateurs fixes, soit seul dans le cas du fonctionnement à fréquence fixe, soit en combinaison avec le condensateur variable pour modifier la gamme couverte.

Pour les fréquences radioélectriques inférieures, par exemple jusqu'à 1 MHz, on utilise des condensateurs au mica du type décrit pour les basses fréquences. Pour les fréquences supérieures, on remplace le mica par des diélectriques spéciaux à très faibles pertes tels que le quartz, une stéatite à haute fréquence ou du polystyrène ; les armatures sont alors constituées par des dépôts métalliques effectués directement sur les deux faces de la lame diélectrique ; on obtient ainsi des condensateurs de bonne qualité et *très stables*, utilisables dans les circuits étalonnés dans toute la gamme des fréquences radioélectriques. Certains de ces appareils comportent en outre une petite armature mobile qui permet de les ajuster dans une gamme plus ou moins étendue.

4° Schémas d'une impédance quelconque.

— Une impédance quelconque peut être représentée schématiquement sous l'une des deux formes indiquées sur la figure *I-26*.

— Dans le *schéma série* de la figure *I-26-a*, on assimile l'impédance étudiée à une impédance fictive comprenant en série une résistance R et une réac-

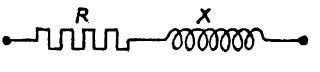


FIG. I-26 *a*.

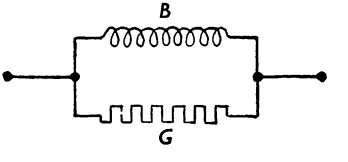


FIG. I-26 *b*.

tance X ; ce schéma s'utilise surtout lorsqu'on connecte l'impédance étudiée en série dans un circuit avec d'autres impédances du type série.

— Dans le *schéma parallèle* de la figure *I-26-b*, on assimile l'impédance à un ensemble fictif comprenant en parallèle une conductance G et une susceptance B ; ce second type de schéma est surtout commode en pratique lorsqu'on connecte l'impédance étudiée en parallèle sur une autre impédance du type parallèle dont l'*admittance* s'ajoute à celle de l'impédance considérée.

— Les deux schémas de la figure *I-26* étant équivalents, on peut passer de l'un à l'autre suivant les besoins de la discussion. Les formules de transformation s'obtiennent immédiatement en écrivant que les impédances ou les admittances des deux schémas sont égales, soit :

$$\begin{cases} R + jX = \dfrac{1}{G + jB} \\ G + jB = \dfrac{1}{R + jX} \end{cases}$$

d'où l'on tire :

$$(22) \qquad \begin{cases} R = \dfrac{G}{G^2 + B^2} \\ X = -\dfrac{B}{G^2 + B^2} \end{cases} \qquad \begin{cases} G = \dfrac{R}{R^2 + X^2} \\ B = -\dfrac{X}{R^2 + X^2} \end{cases}$$

B. — SOURCES DE COURANT

1° Sources d'énergie.

— Le plus souvent, les divers appareils de mesure et appareils annexes sont prévus pour fonctionner sur un réseau alternatif à 50 Hz. Ils comprennent alors chacun leurs organes d'alimentation et de découplage et il n'y a pas de précautions particulières à prendre pour leur mise en service.

Toutefois malgré les organes stabilisateurs prévus par les constructeurs, les caractéristiques des appareils sont en général influencées par les variations de tension du réseau. Ils sont en général peu sensibles aux variations de sa fréquence qui est d'ailleurs toujours beaucoup plus stable que la tension. Dans le cas des mesures de précision il est presque indispensable de stabiliser la tension d'alimentation pour éliminer toutes les fluctuations usuelles.

Pour les appareils de faible puissance, quelques dizaines ou centaines de watts, on peut faire usage de régulateurs électroniques, de transformateurs régulateurs à fer saturé ou de circuits utilisant la résonance d'un noyau saturé, sous réserve que ces appareils fournissent une tension à peu près sinusoïdale.

Pour des installations nécessitant des puissances supérieures, par exemple de quelques kilowatts, on peut utiliser un groupe comportant un moteur *synchrone* accouplé à un alternateur à auto-excitation. Un tel ensemble fournit une tension secondaire indépendante de la tension d'alimentation. Il est recommandé de prévoir sa puissance très largement pour que la tension soit pratiquement indépendante de la charge et bien stable.

— Dans le cas où l'on doit utiliser des batteries d'accumulateurs, on peut faire usage de batteries séparées pour chaque appareil. Cette solution a l'avantage de rendre bien indépendants les divers appareils en service ; par contre, elle est peu commode en pratique dès que le nombre des appareils devient un peu élevé car le contrôle de la stabilité des tensions devient difficile. Il est plus simple d'utiliser une batterie centrale unique, à condition de disposer sur les divers circuits d'alimentation des *filtres à haute et à basse fréquences* qui réalisent le découplage complet des divers appareils alimentés en parallèle.

2° Générateurs à basse fréquence.

— Ces appareils sont destinés à produire les courants sinusoïdaux à fréquence musicale nécessaires pour alimenter les circuits de mesure tels que les ponts. Ils se présentent en pratique sous deux aspects différents.

Oscillateurs à basse fréquence. — Le courant est produit par un dispositif auto-entretenu fonctionnant directement à la fréquence de travail. Les générateurs de ce type comprennent en général un circuit oscillant classique dont la fréquence propre est égale à la fréquence d'utilisation et dont on entretient les oscillations à l'aide d'un tube autodyne quelconque. Ils sont en apparence simples et produisent une onde pure et stable. Par contre, lorsqu'on veut couvrir toute la gamme des fréquences musicales, ils nécessitent l'emploi d'un très grand nombre de sous-gammes et la mise en œuvre de condensateurs et d'inductances de grandes valeurs. De ce fait, ils sont lourds, encombrants et difficilement maniables ; en pratique leur usage est plutôt limité à la réalisation d'oscillateurs à fréquence fixe ou couvrant une petite gamme de fréquence autour d'une fréquence fixe.

— On utilise également des dispositifs à oscillations directes en basse fréquence (1), ne comportant pas de circuits oscillants et dans lesquels la

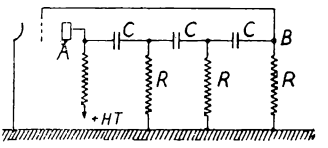


FIG. I-27 *a*.

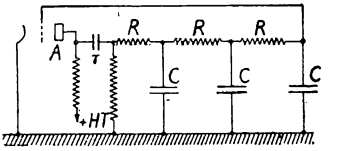


FIG. I-27 *b*.

fréquence est liée à la valeur du déphasage produit par une ligne artificielle constituée uniquement par des résistances et des condensateurs. Leur schéma de principe affecte l'une des formes représentées par la figure *I-27*.

Considérons par exemple le schéma de la figure *I-27-a* et imaginons que, par un procédé quelconque, on fasse agir sur la grille du tube une tension sinusoïdale u de fréquence f. Dans le circuit de plaque, en A, on obtient une tension, en opposition de phase avec u, qui débite dans la ligne artificielle constituée par les trois cellules CR. A la sortie de cette ligne, en B, on obtient une tension synchrone de la tension à l'entrée, mais affaiblie et déphasée de quantités fonctions de la fréquence, des valeurs des capacités C et des résistances R, et qui se trouve reportée sur la grille du tube.

Pour que le système se mette à osciller spontanément sur une fréquence f, il faut et il suffit que, pour cette fréquence :

a) la tension reportée sur la grille (point B) soit en phase avec la tension initiale, c'est-à-dire que le déphasage de propagation de l'onde à travers le filtre (de A à B) soit exactement de π.

b) l'amplification du tube soit égale ou supérieure à l'affaiblissement de la ligne artificielle.

En choisissant les valeurs des éléments R et C et les caractéristiques de l'étage amplificateur de telle sorte que la condition « *b* » se trouve juste satisfaite, c'est-à-dire que l'ensemble se trouve *à limite d'amorçage*, pour l'oscillation de fréquence fondamentale f, les conditions d'entretien ne sont pas satisfaites

(1) GINZTON-HOLLINGSWORTH. Phase-shift Oscillator. *Proscedings of the I. R. E.*, vol. 29, fév. 1941, n° 2.

pour les fréquences harmoniques pour lesquelles la tension de réaction est pratiquement en opposition de phase avec u (fig. *I-27-a*) ou très affaiblie (fig. *I-27-b*). On obtient alors une oscillation de fréquence f *pratiquement sinusoïdale.*

L'étude complète des conditions de fonctionnement de ces circuits montre que, si les trois capacités C et les trois résistances R sont respectivement égales :

a) la valeur de l'amplification du tube à limite d'amorçage est pratiquement indépendante de la fréquence f ;

b) la valeur de la fréquence f ne dépend pratiquement que de celles des organes C et R de la ligne artificielle et est liée à ces valeurs par les relations suivantes :

Circuit	Condition de déphasage à 180°	Valeur de la fréquence
Fig. I-27-*a*	$\frac{1}{C\omega} = \sqrt{6}R$	$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$
Fig. I-27-*b*	$\frac{1}{C\omega} = \frac{R}{\sqrt{6}}$	$f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$

La capacité C intervenant par sa première puissance et non plus par sa racine carrée comme dans un oscillateur à circuit oscillant, il devient possible de couvrir facilement à l'aide de condensateurs variables usuels une gamme de fréquence continue dans un rapport de 1 à 10. On obtient par ailleurs les variations par décades en commutant les résistances R. On peut également utiliser des capacités fixes et des résistances variables.

— Ce type d'appareil constitue un oscillateur de réalisation simple, très pur et très stable tant en fréquence qu'en tension, couvrant une gamme étendue

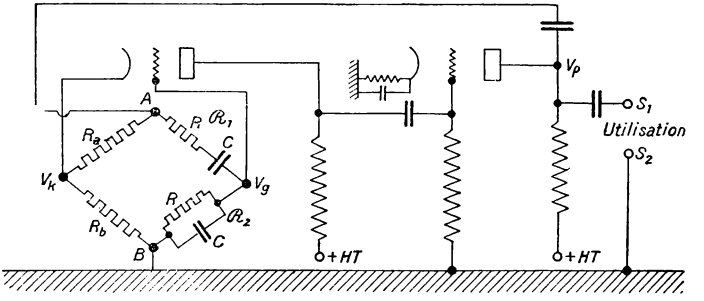


FIG. I-28

de fréquence et de fonctionnement pratiquement indépendant du tube et des sources dans de grandes limites.

— En modifiant les caractétistiques du réseau déphaseur, on peut réaliser sur ce principe des types très variés d'oscillateurs dont les qualités pratiques sont plus ou moins avantageuses suivant les propriétés sélectives du réseau utilisé. L'un d'eux représenté sur la figure *I-28*, met en œuvre un pont de Wien en équilibre et est de ce fait particulièrement avantageux.

En désignant par V_p la tension de sortie du second étage amplificateur, appliquée sur la diagonale AB du pont, et par $\mathcal{R}_1 = R - j\frac{1}{C\omega}$ et $\mathcal{R}_2 = \frac{1}{\frac{1}{R} + jC\omega}$ les impédances des branches réactives, les tensions appliquées sur la cathode et sur la grille du premier tube sont respectivement :

$$V_k = \frac{R_b}{R_a + R_b} V_p = \frac{V_p}{1 + \frac{R_a}{R_b}}$$

$$V_g = \frac{\mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2} V_p = \frac{V_p}{3 + j\left(RC\omega - \frac{1}{RC\omega}\right)}.$$

Pour la fréquence d'équilibre du pont ($RC\omega = 1$), la tension grille-cathode appliquée à l'entrée du premier tube a pour valeur :

$$U = V_g - V_k = V_p\left[\frac{1}{3} - \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_b}}\right].$$

Pour $R_a \leqslant 2R_b$, elle est nulle ou en opposition de phase avec V_p et le dispositif reste au repos.

Au contraire, pour $R_a > 2R_b$, elle est en phase avec V_p et croît avec $\frac{R_a}{R_b}$. On peut alors obtenir l'amorçage d'oscillations spontanées.

Pour des fréquences différentes de la fréquence d'équilibre du pont, la tension U est déphasée et les conditions d'entretien des oscillations ne sont plus réalisées.

En conclusion, en ajustant le rapport $\frac{R_a}{R_b}$, on peut obtenir des oscillations très pures dont la fréquence, égale à la fréquence d'équilibre du pont, ne dépend que du produit RC des branches du pont et est par suite très stable.

— Une autre solution voisine, mais différente dans son principe, a été proposée par Scott pour réaliser des oscillateurs à basse fréquence ne comportant que des résistances et des condensateurs. Nous l'examinerons plus loin dans ses applications comme fréquencemètre à contre-réaction sélective (chap. III, § C 2°, p. 227).

Oscillateurs à battement (ou interférentiels). — Dans ces appareils, le courant d'utilisation à basse fréquence est obtenu par battement entre deux oscillateurs à haute fréquence ; sa fréquence est égale à celles du battement et réglable à volonté dans une gamme étendue en faisant varier l'un des oscillateurs à haute fréquence.

Leur schéma de principe affecte la forme représentée sur la figure *I-29*. Un oscillateur à haute fréquence O_1, *de fréquence fixe* F_1, interfère à l'entrée d'un dispositif quelconque mélangeur et détecteur avec un autre oscillateur à haute fréquence O_2, *de fréquence réglable* F_2. A la sortie du mélangeur on obtient un courant à basse fréquence, égale à la fréquence du battement $f = |F_2 - F_1|$: il est séparé des courants résiduels à haute fréquence par un filtre, par exemple du type passe bas, et amplifié par un amplificateur à basse fréquence apério-

dique de gain réglable qui permet d'ajuster le niveau de sortie entre les bornes S_1 et S_2. Un voltmètre V indique à tout moment la tension de sortie.

Dans certains appareils un affaiblisseur réglable permet d'affaiblir le signal de sortie, disponible entre les bornes S'_1 et S'_2, dans un rapport connu et réglable dans de très grandes limites, à partir du niveau repéré par le voltmètre, et d'obtenir des tensions étalonnées de très faibles valeurs (quelques millivolts ou microvolts).

— La fréquence F_1 de l'oscillateur fixe est généralement de l'ordre de 150 à 200 kHz. Celle de l'oscillateur réglable F_2 est le plus souvent supérieure à F_1 et varie depuis F_1 jusqu'à $F_1 + f_m$, où f_m désigne la fréquence maximale de la gamme à basse fréquence à couvrir. La fréquence du battement, c'est-à-dire du courant à la sortie, varie donc de zéro à f_m ; sa valeur est lue directement sur une échelle graduée gravée sur le cadran de réglage de l'oscillateur à fréquence variable.

En général, la loi de variation de F_2 est choisie de telle sorte que l'échelle étalonnée en f soit logarithmique et donne une précision de lecture sensiblement constante dans toute la gamme de fonctionnement. Ses indications ne sont

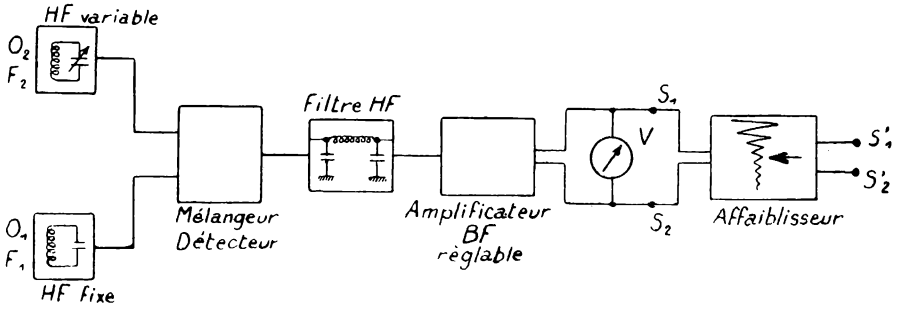


FIG. I-29.

utilisables, bien entendu, surtout pour les basses fréquences, que si, pour la position « zéro » du cadran, les deux oscillateurs ont exactement la même fréquence ($F_2 = F_1$). En pratique cette égalité ne se maintient pas d'une façon certaine en raison des dérives inévitables des deux oscillateurs ; il est alors indispensable, avant toute utilisation de l'appareil, d'effectuer une opération préliminaire, appelée *tarage*, qui consiste à ajuster la fréquence de l'un des oscillateurs pour réaliser l'égalité initiale. En général, ce tarage est obtenu à l'aide d'un petit condensateur variable connecté en parallèle sur le condensateur de l'oscillateur fixe. Le contrôle du réglage est obtenu de diverses manières suivant les appareils ; les plus fréquemment utilisées sont les suivantes :

a) On place à zéro le cadran de réglage de la fréquence et on ajuste le petit condensateur de façon à amener au battement nul l'aiguille du voltmètre de contrôle ou un œil cathodique qui suit les fluctuations du battement.

b) On place le cadran de réglage de la fréquence sur le repère 50 Hz et, à l'aide d'un commutateur spécial, on fait battre le courant à 50 Hz produit par le générateur avec un courant provenant du réseau d'alimentation ; les battements sont contrôlés à l'aide du voltmètre de mesure du niveau de sortie. Pour faire le tarage, on ajuste le petit condensateur au battement nul, ce qui revient en définitive à prendre le réseau comme fréquence étalon de tarage.

c) On fait agir le signal de sortie sur un résonateur mécanique, constitué par exemple par une lame vibrante fonctionnant en fréquencemètre ; on règle le

cadran de l'appareil sur le repère qui correspond à la fréquence de la lame et on ajuste le condensateur de tarage au maximum d'élongation.

— A côté du cadran de réglage principal, beaucoup d'appareils comportent un réglage auxiliaire, constitué par un petit condensateur variable, qui permet de faire varier la fréquence de l'oscillateur fixe de part et d'autre de sa valeur nominale F_1 d'une quantité réglable, faible et connue, en général dans la gamme $\pm$ 100 Hz. Cette variation se retrouve exactement sur la fréquence du signal de sortie ($f = F_2 - F_1$), quelle que soit la valeur de F_2, donc de la fréquence utilisée. La manette de réglage auxiliaire porte une graduation en hertz, dans la gamme $\pm$ 100, qui est utilisée pour le réglage fin de la fréquence. L'étalonnage du cadran principal correspond à la position « zéro » du réglage auxiliaire. Pour une position quelconque de ce dernier, la valeur de la fréquence du signal de sortie s'obtient en ajoutant algébriquement l'indication du cadran auxiliaire à celle du cadran principal.

— Certains appareils comportent en outre deux bornes connectées en parallèle sur le condensateur de tarage, c'est-à-dire en fait sur l'oscillateur à fréquence fixe, et qui permettent de régler la fréquence du signal de sortie à l'aide d'un condensateur extérieur quelconque. L'application la plus intéressante est celle qui consiste à connecter sur ces bornes un petit condensateur variable (ou circuit électrique équivalent), appelé *hululeur* ou *vobulateur*, variant périodiquement entre deux valeurs fixes et qui produit un balayage cyclique de la fréquence de sortie entre deux limites et suivant une loi connue. On peut ainsi explorer facilement et automatiquement le fonctionnement d'un appareil dans une gamme de fréquence connue et faire apparaître sur l'écran d'un oscilloscope cathodique la courbe de réponse de l'appareil. Nous retrouverons plus loin une solution analogue en haute fréquence pour le relevé à l'oscilloscope cathodique des courbes de résonance.

On peut également, en faisant varier rapidement la petite capacité auxiliaire, obtenir un signal modulé en fréquence, ou hululé, qui trouve son application dans certaines mesures d'acoustique, qui ne peuvent être effectuées en régime permanent à fréquence fixe, pour éliminer des résonances parasites.

— La fréquence de base F_1 étant très supérieure aux fréquences acoustiques, ce type de générateur permet de couvrir facilement toute la gamme des fréquences musicales avec de faibles déréglages relatifs de l'oscillateur à fréquence réglable, donc en *une seule gamme à variation continue* et à lecture directe.

Pour la même raison, *le niveau de sortie varie peu* avec la fréquence ; certains appareils comportent en outre des dispositifs correcteurs automatiques, comparables au régulateur automatique de gain des récepteurs, qui assurent une constance pratiquement rigoureuse du signal de sortie dans toute la gamme.

— Ces propriétés confèrent aux générateurs de ce type des avantages pratiques importants. Comparativement aux générateurs à oscillation directe en basse fréquence, ils sont *très maniables, relativement légers* et *peu encombrants ;* ils constituent la source fondamentale de courant musical que l'on trouve actuellement dans tous les laboratoires.

La plupart d'entre eux couvrent en une seule gamme continue une bande de fréquence allant de 20 à 15 000 Hz environ ; beaucoup possèdent en outre une seconde gamme qui porte la fréquence maximale du signal de sortie à 50 000 ou 100 000 Hz.

La sortie directe (bornes S_1, S_2, fig. *I-29*) est faite le plus souvent par l'intermédiaire d'un transformateur à prises multiples qui permet d'adapter le rapport de transformation à la valeur de l'impédance de charge. Celle-ci est en

général voisine de 500 ou 600 Ω ; mais beaucoup d'appareils possèdent des sorties prévues pour plusieurs valeurs d'impédance s'échelonnant entre quelques ohms et quelques milliers d'ohms. Le circuit de sortie peut être symétrique ou asymétrique ; dans le premier cas, le bobinage secondaire du transformateur possède un point milieu connecté par construction à la masse de l'appareil ; dans le second, l'une des bornes S_1 ou S_2 est mise à la masse et repérée en conséquence. Souvent aussi, le circuit de sortie est complètement isolé et peut être utilisé indistinctement en symétrique ou en asymétrique.

Le niveau du signal de sortie est réglable d'une façon continue ; sa puissance maximale est de l'ordre de quelques milliwatts pour les appareils à faible puissance sans amplificateur et peut atteindre quelques watts pour ceux qui comportent un amplificateur. La tension de sortie dépend en outre du choix de l'impédance de charge ; elle est de quelques volts lorsque la sortie a lieu sur les faibles impédances de charge et peut monter à 150 V sur les grandes impédances. La stabilité du niveau de sortie dans toute la gamme de fréquence d'utilisation est couramment meilleure que 1 ou 2 décibels.

— La précision d'étalonnage en fréquence, lorsque le tarage a été convenablement effectué, est en général de l'ordre de 1 à 2 % ; une *erreur constante* de quelques hertz, provenant de l'imperfection du tarage, peut en outre se superposer. La stabilité de fréquence, au cours d'un fonctionnement permanent et après une période de dérive de l'ordre d'un quart d'heure à une demi-heure, est le plus souvent meilleure que 1 % pour les fréquences supérieures de la gamme musicale ; elle diminue pour les fréquences inférieures. Aux fréquences de l'ordre de quelques centaines (200 à 400), il n'est pas rare de constater de légères fluctuations continuelles de fréquence suffisantes pour introduire une *gêne sérieuse* dans les mesures nécessitant une grande stabilité de fréquence, par exemple pour les mesures comportant l'usage d'un pont à résonance. A ce point de vue les générateurs à oscillations directes à basse fréquence peuvent être plus avantageux.

— La distorsion harmonique du signal de sortie est couramment de l'ordre de 2 à 4 %, mais elle peut descendre au-dessous de 1 % sur les appareils soignés. Par contre, dans le cas de générateurs insuffisamment étudiés elle peut atteindre et dépasser 10 %.

— Les appareils usuels sont à alimentation directe par un réseau alternatif à 50 Hz.

Filtres épurateurs. — Lorsqu'on veut effectuer des mesures nécessitant l'emploi d'un courant sinusoïdal pratiquement pur, par exemple pour l'étude de la distorsion d'un amplificateur, les taux d'harmoniques des appareils usuels, quel que soit leur type, sont souvent trop élevés. Il est possible d'éliminer pratiquement les harmoniques en intercalant des filtres appropriés entre le générateur et l'amplificateur étudié. Les plus simples sont des filtres du type passe-bas (fig. *I-30*), dont la fréquence de coupure est comprise entre la fréquence fondamentale et celle de l'harmonique 2 (fig. *I-31*). Lorsqu'on veut une pureté d'onde très grande, on peut utiliser des filtres plus compliqués, possédant des antirésonances sur les fréquences correspondant aux harmoniques les plus gênants, par exemple sur l'harmonique 2 ou 3. On peut ainsi obtenir des taux d'harmoniques inférieurs à 0,1 %.

— Dans les cas usuels des générateurs alimentés sur réseau alternatif à 50 Hz, il faut se méfier des courants parasites résiduels, désignés sous le nom de *ronflements*, produits accidentellement par le réseau d'alimentation, et qui se superposent à la sortie au signal musical utile. Ces courants sont en

général très inférieurs aux signaux utiles (40 à 50 décibels environ) et passent inaperçus pour les usages ordinaires. Par contre, pour certaines mesures dans lesquelles on élimine le terme fondamental (mesure du taux d'harmoniques) pour ne conserver que les harmoniques, les courants parasites interviennent au même titre que les harmoniques de niveau comparable et peuvent introduire des erreurs de mesure très importantes dans le cas de faible distorsion harmonique. Il est alors indispensable d'éliminer les ronflements en intercalant en série avec le filtre passe-bas précédent, éliminateur des harmoniques, un *filtre passe-haut* dont la fréquence de coupure se situe entre les ronflements à éliminer et la fondamentale du courant à étudier. En général, les ronflements sont surtout constitués par un courant à 100 Hz provenant des circuits d'alimentation anodique et on peut situer la fréquence de coupure du filtre passe-haut au voisinage de 300 Hz.

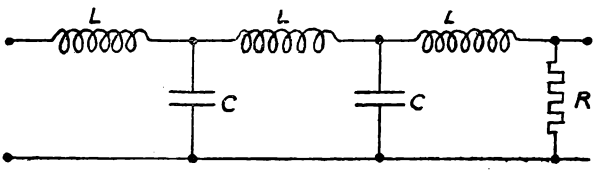


FIG. I-30.

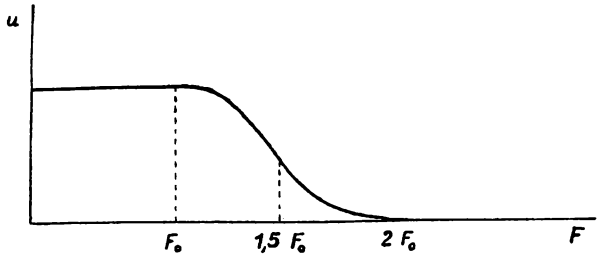


FIG. I-31.

3° Générateurs à haute fréquence.

— Les générateurs utilisés comme source de courant pour les mesures à haute fréquence sont en principe des oscillateurs à tubes et à onde entretenue d'un type quelconque, réglables et étalonnés en fréquence et en puissance. Leurs caractéristiques et leur puissance dépendent de l'utilisation.

— Pour les essais nécessitant la mise en œuvre d'une puissance importante, par exemple pour les mesures sur les matériels émetteurs, on utilise ces émetteurs eux-mêmes ou des émetteurs auxiliaires, spécialement étud:és pour être aisément réglés en fréquence et en puissance, mais ne possédant par ailleurs aucune caractéristique particulière.

— Au contraire, pour les mesures en laboratoire, on est amené à utiliser des générateurs à faible puissance , spécialement adaptés à cet usage. Ils sont destinés à créer entre deux bornes ou dans un élément de circuit bien défini un signal de caractéristiques étalonnées et réglables, mais de niveau parfois très faible, par exemple pour l'étude des récepteurs. Il est alors indispensable d'isoler soigneusement les divers organes des générateurs de façon à éviter toute induction parasite, soit sur le circuit de sortie, soit directement sur les circuits de mesure alimentés par l'appareil. De ce fait, une des caractéristiques essentielles de construction des générateurs de mesure à haute fréquence est d'*être soigneusement blindés ;* on peut même dire que leur qualité est directement liée à l'efficacité des blindages réalisés.

Ces générateurs comportent deux parties distinctes :

a) Un *oscillateur* à fréquence étalonnée, réglable dans une gamme très étendue (10 kHz à 50 MHz), et de puissance sensiblement constante, suffisamment grande pour être répérée à l'aide d'un indicateur à aiguille quelconque (ampèremètre ou voltmètre).

b) Un *affaiblisseur* apériodique et étalonné, qui permet d'affaiblir le signal dans un rapport connu à partir du repère fixe contrôlé par l'indicateur à aiguille et d'obtenir aux bornes du circuit de sortie une différence de potentiel, de caractéristiques identiques à celles du signal fourni par l'oscillateur, mais de niveau faible, réglable et connu.

— L'oscillateur est en général du type à oscillation directe sur la fréquence de travail. Dans certains cas cependant on utilise des dispositifs à battement, comparables à celui qui est mis en œuvre dans les générateurs à basse fréquence, et dans lesquels le signal de sortie résulte du battement entre un oscillateur à fréquence fixe et un oscillateur à fréquence réglable. Cette disposition permet, comme pour le hululeur à basse fréquence, d'obtenir par déréglage de l'oscillateur fixe, une variation absolue connue de la fréquence à partir d'une fréquence quelconque ajustée par le réglage de l'oscillateur à fréquence variable. Elle est mise en œuvre, en particulier, pour le relevé des courbes de sélectivité à l'oscilloscope cathodique (ch. XI, § C 3°). La précision d'étalonnage en fréquence est de 1 à 2 % en général.

— L'affaiblisseur peut affecter une forme quelconque dont nous examinerons plus loin les caractéristiques. Le plus souvent il est du type à résistances ou à transformateurs sinusoïdaux.

— Les générateurs de mesure à haute fréquence fournissent en général une onde *entretenue pure* ou *modulée en amplitude* à 400 Hz et 30 % par un générateur à basse fréquence interne ; la profondeur de modulation est souvent réglable de 0 à 80 %. Enfin ils peuvent être modulés à fréquence et à taux quelconques par un générateur à basse fréquence extérieur.

— Ces appareils sont d'un usage courant sous deux types pratiques :

a) Les *générateurs étalonnés* que nous étudierons en détail au chapitre XI, conçus surtout pour les mesures à niveau très faible à l'entrée des récepteurs, et dans la construction desquels on a pris le maximum de précautions possibles pour en faire des *appareils de mesure* de caractéristiques connues avec une précision suffisante. Le blindage, en particulier, est spécialement soigné de façon à éviter toute action parasite sur le récepteur. De ce fait, la tension de sortie reste connue avec une bonne précision dans une gamme de niveau extrêmement étendue, allant en général de 1 V à 1 μV, et même jusqu'à 0,1 μV.

b) Les *générateurs d'atelier*, établis sur les mêmes principes généraux que les précédents, mais moins soignés et moins précis. En particulier, le blindage est en général insuffisant et les fuites atteignent des valeurs qui rendent illusoires les étalonnages à faible niveau. Dans ces conditions, l'affaiblisseur, bien que comportant une graduation d'étalonnage, devient un organe de *réglage qualitatif* du niveau de sortie. Ces appareils sont plus légers, plus maniables et moins onéreux que les générateurs étalonnés ; ils servent chaque fois qu'il s'agit d'effectuer des contrôles ou des réglages ne nécessitant pas une connaissance précise des niveaux ; ils sont employés dans les ateliers (d'où leur nom) pour effectuer les réglages des appareils, par exemple l'alignement des divers circuits d'un récepteur.

— Tous ces appareils sont en règle générale à alimentation directe sur un réseau alternatif à 50 Hz.

C. — APPAREILS DE MESURE DES COURANTS

La radiotechnique conduisant à mesurer des courants d'intensités extrêmement variées, depuis quelques milliampères jusqu'à plusieurs dizaines ou centaines d'ampères, et de fréquence quelconque depuis les fréquences industrielles (50 Hz) jusqu'aux fréquences radioélectriques les plus élevées (plusieurs centaines de mégahertz), on rencontre toute la gamme connue des appareils de mesure des courants.

1° Mesures des courants faibles.

— En commençant par les fréquences inférieures, voisines des fréquences industrielles, et en s'élevant progressivement dans la gamme des fréquences radioélectriques, les divers types d'appareils utilisés couramment, indépendamment des ampèremètres classiques en électrotechnique, sont les suivants :

Ampèremètres à redresseurs. — L'appareil de mesure est un milliampèremètre à cadre mobile pour courant continu, alimenté par le courant alternatif à mesurer à travers un système de quatre redresseurs en pont, montés suivant le schéma classique de la figure *I-32*, et constitués en général par des cellules cuivre-oxyde de cuivre.

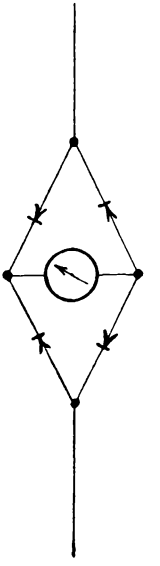


FIG. I-32.

Par suite du redressement, la déviation de l'aiguille est fonction du *courant moyen* : $I_{moyen} = \frac{2}{\pi} I_{max}$, et, dans le cas usuel où les tensions mises en œuvre sont suffisantes pour faire travailler les redresseurs dans la région linéaire de leur caractéristique, sensiblement proportionnelle à ce courant moyen. Toutefois, pour faciliter les lectures usuelles, la graduation est faite en *intensité efficace* : $I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$ en supposant le *courant parfaitement sinusoïdal.*

— Les pastilles de redressement Cu-CuO ont une capacité appréciable qui shunte le dispositif et dont l'effet perturbateur croît avec la fréquence. La sensibilité décroît donc lorsque la fréquence augmente, d'autant plus que les cellules utilisées ont une plus grande surface. Il s'ensuit que l'étalonnage de ce genre d'ampèremètre n'est valable que pour des courants dont la fréquence est inférieure à une certaine valeur limite. Pour élever cette limite, il faut réduire les capacités parasites, donc la surface des redresseurs et par suite l'intensité des courants admissibles.

Dans leur gamme normale d'utilisation et pour les courants pratiquement sinusoïdaux, la *précision d'étalonnage* est de l'ordre de 2 %. *L'erreur peut devenir rapidement plus importante* dans le cas des courants *à forte distorsion* ou à fréquence *trop élevée.*

— La *sensibilité* est de l'ordre de quelques milliampères et variable avec la fréquence nominale d'utilisation ; il faut alors utiliser un appareil de mesure sensible et résistant. Ces ampèremètres sont donc *assez résistants.* Sur les types usuels, on obtient la déviation totale pour un courant de 1 mA sous une tension de 1 V, ce qui correspond à une résistance de 1 000 Ω.

— Les ampèremètres à redresseurs sont surtout utilisés dans la gamme des

basses fréquences voisines des fréquences industrielles. A 50 Hz ils sont utilisables directement pour des courants de l'ordre de quelques milliampères ; on peut en outre modifier leur sensibilité à l'aide de shunts réglables et réaliser des appareils à sensibilités multiples s'échelonnant entre 1 mA et 10 A.

— Dans la *gamme des fréquences musicales*, l'intensité maximale mesurable directement diminue à mesure que la fréquence s'élève ; elle est de l'ordre de 1mA à 5 000 Hz. Simultanément, l'emploi des shunts devient aléatoire, d'autant plus que la fréquence est plus élevée. Dans cette gamme, les ampèremètres à redresseurs doivent donc être utilisés avec précautions et, dans le cas où l'on veut une mesure précise, étalonnés à la fréquence d'utilisation. Cependant, pour les mesures usuelles de précision moyenne, on trouve dans le commerce des *contrôleurs* ou *multimètres*, remplissant le même rôle que les boîtes de contrôle employées en électrotechnique, et utilisables en courant alternatif sinusoïdal dans la gamme des fréquences musicales jusqu'à 4 000 ou 5 000 Hz, quelquefois jusqu'à 10 000 Hz.

— Dans la *gamme des fréquences radioélectriques* on peut encore faire fonctionner des ampèremètres à redresseurs à condition d'utiliser des cellules spéciales à très faible surface (détecteurs à semi conducteurs) ; mais ils perdent toute précision et ne peuvent guère être utilisés que comme indicateur de courant. D'ailleurs leur emploi ne reste possible que dans la gamme inférieure des fréquences radioélectriques.

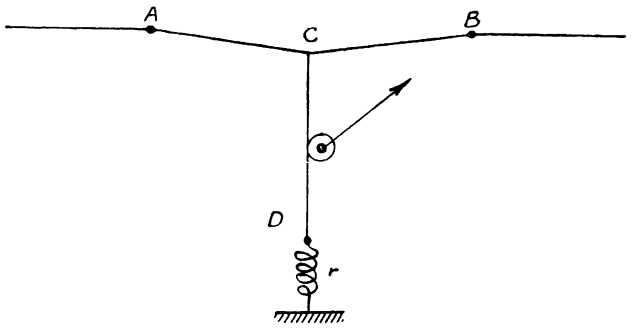


FIG. I-33.

Ampèremètres thermiques. — Comme les ampèremètres thermiques utilisés en électrotechnique, ces appareils utilisent comme organe moteur la dilatation d'un fil résistant échauffé par le courant à mesurer. Ils en diffèrent seulement par le fait qu'on donne au fil une forme rectiligne pour éviter les effets perturbateurs dus à l'inductance et qu'on réduit le plus possible toutes les capacités parasites entre bornes susceptibles de shunter le fil et de modifier en fonction de la fréquence la répartition des courants dans l'appareil.

Les ampèremètres thermiques pour haute fréquence comportent essentiellement (fig. *I-33*) un fil rectiligne résistant AB tendu sur un support en matière isolante et traversé par le courant à mesurer. Au centre de ce fil est attaché un fil isolant CD qui s'enroule autour d'une poulie solidaire de l'aiguille et qui est maintenu tendu par un ressort r. La déviation de l'aiguille repère l'allongement du fil AB, donc l'intensité du courant qui l'échauffe.

— Ces appareils sont simples, mais *peu sensibles*, au maximum 100 à 150 mA. Ils sont *résistants*, comme tous les ampèremètres thermiques, sujets à de *graves erreurs* (hystérésis mécanique) et sensibles aux variations de la température ambiante. Il est nécessaire, avant chaque mesure, de contrôler et éventuellement de refaire le calage de l'aiguille au zéro de la graduation à l'aide d'un bouton spécialement prévu à cet effet et qui fait varier la tension initiale du fil en l'absence de courant. Les dispositifs correcteurs, employés aux fréquences électrotechniques pour corriger les effets de la température ambiante et qui

mettent en œuvre des circuits compensateurs aux formes compliquées, ne sont pas utilisables en haute fréquence.

— La déviation de l'aiguille est proportionnelle à l'échauffement du fil donc au *carré de la valeur efficace* du courant : $\theta = K I_{eff}^2$. La déviation de l'appareil est donc *quadratique.*

— En principe, les ampèremètres thermiques à fil rectiligne peuvent être utilisés à toutes fréquences après avoir été étalonnés en courant à très basse fréquence ou en courant continu.

— Cependant, lorsque la fréquence devient très élevée, l'effet de peau produit une augmentation de la résistance, donc de l'échauffement et de la déviation. Par ailleurs, une partie du courant, plus ou moins grande suivant l'impédance du fil et les capacités parasites entre bornes, est dérivée à travers ces capacités. Les indications de l'aiguille deviennent alors incertaines et il est nécessaire d'effectuer l'étalonnage à la fréquence d'utilisation.

— Les ampèremètres thermiques ont une précision très médiocre, d'autant plus que la fréquence est plus élevée, et indiquent seulement des ordres de grandeur. Ils doivent être considérés plutôt comme des indicateurs de courant que comme des appareils de mesure. Leur sensibilité usuelle varie entre 0,1 et 3 A ; pour des contrôles rapides, on peut doubler l'intensité en shuntant le fil résistant par un autre fil de résistance égale connecté directement en parallèle sur le premier sans connexions perturbatrices.

— Malgré leurs défauts, les ampèremètres thermiques ont été pendant longtemps les seuls appareils de mesure des courants en haute fréquence.

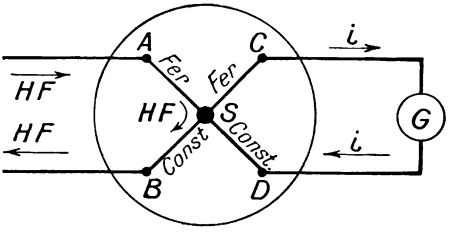


FIG. I-34.

Thermocouples à fils croisés. — Dans les ampèremètres à thermocouple le courant à mesurer traverse une soudure thermo-électrique et donne naissance à un courant continu qui est mesuré par un galvanomètre à cadre mobile.

Le thermocouple, dit « *à fils croisés* », comporte essentiellement dans une ampoule vide d'air deux fils, l'un en fer *ASC* (fig. *I-34*), l'autre en constantan *BSD*, qui se croisent avec contact en *S* et sont soudés au point de croisement.

Le courant à haute fréquence à mesurer circule de *A* à *B* en traversant le contact *S* et échauffe la soudure ; il en résulte l'apparition d'une force électromotrice thermoélectrique qui débite dans le galvanomètre à cadre mobile *G* un courant continu *i*.

Cette force électromotrice est proportionnelle à l'échauffement de la soudure, donc au carré de l'intensité efficace du courant à haute fréquence :

$$E = A\,T = K I_{eff}^2.$$

Le courant qui traverse le galvanomètre est alors :

$$i = \frac{E}{R} = \frac{K}{R} I_{eff}^2$$

en désignant par R la résistance en courant continu du circuit *SCGDS*, c'est-à-dire pratiquement celle du galvanomètre.

La déviation du galvanomètre est alors proportionnelle au carré de l'intensité efficace comme dans le cas d'un ampèremètre thermique.

— La force électromotrice E est en général voisine de 10 mV et la résistance R de l'ordre de 10 à 15 Ω, donc le courant i égal ou inférieur à 1 mA.

— En principe l'étalonnage du thermocouple peut être fait en courant continu et utilisé en haute fréquence. Cependant plusieurs causes d'erreurs peuvent apparaître.

a) Au cours de l'étalonnage en courant continu, une partie du courant d'étalonnage se trouve dérivée à travers le circuit du galvanomètre par suite de la résistance, faible mais non nulle, de la soudure S. Il se superpose alors au courant thermoélectrique et fausse l'étalonnage.

b) Le fonctionnement de l'appareil et par suite l'étalonnage sont faussés en très haute fréquence du fait de l'effet de peau dans les conducteurs ASB. qui augmente la résistance du couple en haute fréquence, et des capacités entre les fils et bornes de connexions qui dérivent une partie du courant.

c) Par suite de la présence en S d'un point commun entre le circuit à haute fréquence et le circuit du galvanomètre à cadre, les capacités de ce dernier et des fils de connexions par rapport à la masse viennent shunter les circuits à haute fréquence dans lesquels est branché le thermocouple. Il peut en résulter des déréglages notables des circuits ; de plus le galvanomètre peut se trouver sous tension à haute fréquence de valeur élevée par rapport à la masse, d'où des risques d'effluves ou de disruptures.

— La première cause de trouble peut être éliminée en effectuant l'étalonnage en courant alternatif à basse fréquence ; le courant dérivé dans le circuit du galvanomètre est alors alternatif et n'apporte aucune perturbation d'étalonnage. On peut également opérer en courant continu à condition d'effectuer deux opérations en inversant le sens du courant continu d'étalonnage et de prendre la moyenne des résultats des deux mesures de façon à éliminer l'influence du courant dérivé dans le galvanomètre.

Pour éliminer l'influence des capacités à la masse du galvanomètre et des connexions, il y a lieu, toutes les fois où cela est possible, de connecter le thermocouple dans les circuits à haute fréquence en un point équipotentiel de la masse. Par exemple pour mesurer l'intensité dans une antenne, on intercalera le thermocouple à la base de l'antenne en un point aussi voisin que possible de la prise de terre.

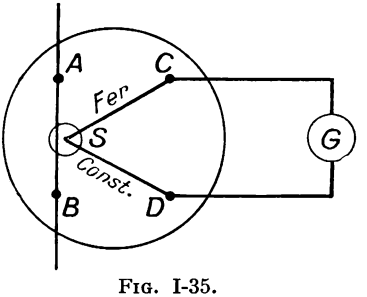


FIG. I-35.

Thermocouples à chauffage indirect. — Dans les thermocouples modernes on a réduit cette sujétion, qui limite les possibilités d'emploi pratique, en séparant électriquement l'élément chauffant et la soudure thermoélectrique.

Ces appareils se composent essentiellement d'un fil AB, parcouru par le courant à mesurer et chauffant *à distance* la soudure S d'un thermocouple Fer-Constantan CSD (fig. *I-35*). Une perle isolante réalise les liaisons mécaniques et thermiques du fil AB et de la soudure S tout en assurant leur isolement électrique. L'ensemble peut être placé dans une ampoule vide d'air

— Sous réserve de ce détail de construction, qui modifie complètement ses caractéristiques d'utilisation pratique, ces thermo-couples obéissent aux mêmes

lois que les premiers ; leur force électromotrice est encore de la forme $E = KI^2_{\text{eff}}$ et leur graduation est quadratique.

— La séparation électrique du fil chauffant et du circuit du galvanomètre à courant continu permet en toute rigueur l'*étalonnage en courant continu*, sous réserve de tenir compte de l'effet de peau. De plus, en limitant au seul fil AB la portion de circuit en liaison avec les circuits à haute fréquence, elle donne la possibilité d'effectuer des mesures à très haute fréquence ; il est alors nécessaire, comme pour les organes étudiés au § A, de définir nettement les éléments perturbateurs.

L'élément chauffant AB est constitué par un fil en métal résistant que l'on choisit systématiquement rectiligne et très fin, d'une part pour accroître la sensibilité de l'appareil, d'autre part pour rendre accessibles au calcul ses caractéristiques fondamentales et pour réduire l'effet de peau. Il possède une résistance R, calculable par la formule 1 (page 2) comme pour une résistance étalon, et une inductance L que l'on peut évaluer par la relation 3 (page 4). Il est shunté par une capacité C (fig. *I-36*), due aux connexions, et couplé au thermoélément par de très faibles capacités γ_1, γ_2 et γ_3 en général symétriques par construction.

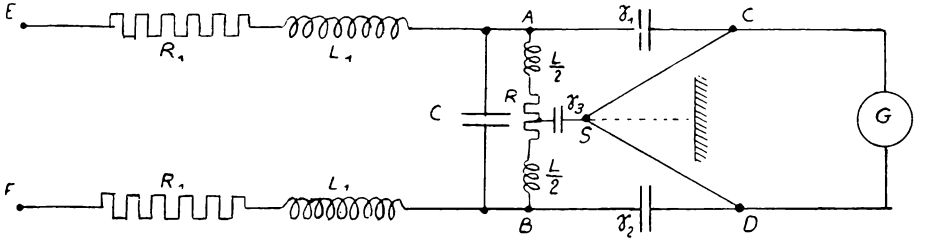


FIG. I-36.

Les connexions, comme celles d'un condensateur, possèdent une résistance R_1 et une inductance L_1, donc une impédance qui peut devenir importante aux très hautes fréquences. Pour réduire les perturbations qu'elles peuvent introduire on s'efforce dans les montages pratiques de faire les connexions aussi courtes que possible ou de les disposer dans le prolongement du fil chauffant pour que l'ensemble constitue un conducteur rectiligne unique.

— L'ensemble présente l'aspect schématique représenté sur la figure *I-35*.

— Lorsqu'on est conduit à utiliser des connexions de longueur dangereuse ou lorsque la fréquence devient élevée, on peut atténuer les causes d'erreurs dues aux éléments parasites en opérant comme suit :

a) On choisit les caractéristiques de construction du fil chauffant de façon à satisfaire la condition de compensation 2 (page 4).

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

auquel cas l'élément chauffant se comporte à toutes fréquences comme une résistance pure de valeur R.

b) On réalise les connexions sous forme d'une ligne de transmission, d'impédance caractéristique précisément égale à R, et fonctionnant en ligne à onde progressive d'amortissement négligeable (fig. *I-37*).

De cette façon et à toutes fréquences, l'impédance d'utilisation de l'appareil entre ses bornes extrêmes EF devient une résistance pure égale à R et le courant

traversant l'élément chauffant AB est pratiquement égal à celui qui est fourni à l'ensemble entre les bornes EF.

— En principe, et du fait de la suppression du contact entre le fil AB et la soudure S, on peut intercaler le fil chauffant en un point quelconque sous tension des circuits à haute fréquence, tout en connectant systématiquement à la masse le circuit du galvanomètre G. En fait, il ne faut pas oublier qu'il subsiste un léger couplage dû aux capacités γ entre les deux circuits. Aux très hautes fréquences, ce couplage peut être la cause de troubles et de disruptures ; il est alors recommandé de choisir le point de connexion de l'appareil dans les circuits à haute fréquence de façon que le fil AB reste au potentiel de la masse et soit symétrique par rapport à la masse ; grâce à cette disposition et à la symétrie de construction des capacités γ_1, γ_2 et γ_3, on peut annuler complètement le couplage entre les deux circuits.

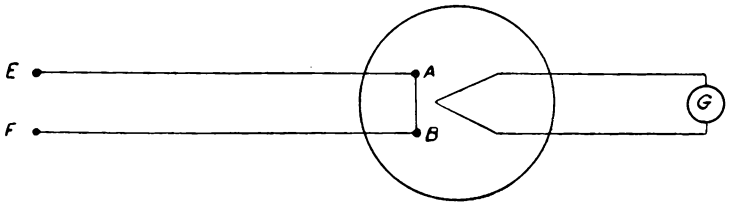


FIG. I-37.

— En prenant *avec soin* ces diverses précautions et en effectuant les corrections de l'effet de peau, il est possible d'utiliser le thermo-couple à chauffage indirect pour des mesures de courant jusqu'à des fréquences de l'*ordre de* 100 MHz en partant d'un étalonnage effectué en courant continu. Dans le cas contraire, les propriétés de l'appareil dépendent de la fréquence et, pour les mesures précises, il est prudent d'effectuer l'étalonnage à la fréquence d'utilisation.

— La nécessité d'utiliser un fil fin limite à des *faibles valeurs* les *courants admissibles ;* celles-ci sont par ailleurs conditionnées par l'échauffement de la soudure permettant d'obtenir une force électromotrice E utilisable.

En pratique, on utilise une force électromotrice E de l'ordre de 10 mV qui nécessite de dissiper dans le fil chauffant une puissance ($P = RI^2$) comprise entre 5 et 20 mW. L'intensité admissible et la résistance du couple varient en sens inverses, on trouve par exemple dans le commerce les caractéristiques suivantes :

$$R = 600\,\Omega \qquad I_{\text{eff}} = \ \ 3\,\text{mA}$$
$$R = \ \ 2\,\Omega \qquad I_{\text{eff}} = 100\,\text{mA}$$

— A côté des thermocouples de laboratoire à fil fin, destinés aux mesure précises de courants faibles dans une gamme de fréquence très étendue, on réalise ur le même principe des appareils industriels fonctionnant dans des gammes de fréquence limitées, mais prévus pour la mesure de courants plus intenses s'échelonnant entre 0,1 et quelques dizaines d'ampères. Ils ne diffèrent des thermocouples de laboratoire que par des détails de construction qui tendent à en faire des ensembles robustes, d'encombrement relativement faible et de manipulation pratique aisée.

Le fil chauffant est souvent remplacé par une bande métallique mince ou un tube qui permet de réduire l'effet de peau tout en supportant un courant important ; le galvanomètre est remplacé par un micro-ampèremètre à pivots ;

l'ensemble est placé dans un boîtier unique et constitue un tout qui a l'aspect d'un ampèremètre industriel ordinaire et que l'on appelle couramment un « ampèremètre à haute fréquence à thermocouple ».

Ces appareils remplacent les ampèremètres à fil dilatable ; certains présentent même des dispositifs permettant de compenser les variations de la température ambiante.

Fil incandescent. — La principale difficulté rencontrée avec les thermocouples pour les mesures à très haute fréquence réside dans la nécessité d'établir une liaison entre le fil chauffant et un galvanomètre et par suite de coupler plus ou moins directement aux circuits à haute fréquence des connexions constituant des circuits perturbateurs.

Le dispositif à fil incandescent fait disparaître la difficulté en éliminant systématiquement tous les circuits parasites. Il consiste essentiellement en un petite lampe cylindrique à filament rectiligne axial, très fin pour réduire l'effet de peau et court pour réduire son inductance. Les connexions sont disposées dans le prolongement du filament et sont elles-mêmes très courtes ; l'ensemble se limite donc à un petit élément de conducteur rectiligne qu'on connecte dans le circuit traversé par le courant à mesurer, aux lieu et place d'un élément de circuit de même forme. La mise en circuit de l'appareil de mesure n'apporte ainsi aucune modification à la forme du circuit et par suite aucune perturbation plus ou moins mal définie, autre que celle qui résulte de l'introduction dans le circuit de la résistance du fil.

Le filament de la lampe, traversé par le courant inconnu, s'échauffe et *rougit ;* sa température T est proportionnelle à la quantité de chaleur dégagée par le courant, donc au carré de l'intensité efficace de ce courant ($T = kI^2_{\text{eff}}$).

Pour effectuer la mesure, on *repère* la température T à l'aide d'un pyromètre quelconque, puis, sans déplacer la lampe ni le pyromètre, on substitue au courant alternatif I_{eff} un courant continu I_c dont on règle l'intensité pour ramener le filament à la température T primitivement repérée.

Si l'effet de peau est négligeable, on en déduit immédiatement :

$$I_{\text{eff}} = I_c.$$

Si l'effet de peau intervient, la résistance en courant alternatif est liée à la résistance en courant continu par la relation 1 (page 2) :

$$R_f = R_0\left(1 + \frac{y^4}{3}\right).$$

En écrivant que dans les deux cas la chaleur dégagée dans le fil est la même :

$$R_f I^2_{\text{eff}} = R_0 I_c^2$$

on en déduit la valeur du courant à haute fréqunece :

$$I_{\text{eff}} = I_c\sqrt{\frac{R_0}{R_f}} = \frac{I_e}{\sqrt{1 + \frac{y^4}{3}}}. \tag{23}$$

— Pour repérer la température T on peut utiliser différents dispositifs ; les plus courants sont :

a) *Le pyromètre de Fery* qui se compose essentiellement d'un thermocouple placé au point image d'un miroir sphérique ou d'une lentille que l'on braque sur le fil chaud. La déviation d'un galvanomètre placé aux bornes du thermocouple permet de repérer la température du fil. Ce type de pyromètre doit être

utilisé avec précautions car les courants parasites, induits directement sur le circuit de mesure par les circuits traversés par des courants à haute fréquence, peuvent échauffer le thermocouple et provoquer des erreurs importantes.

b) *Le pyromètre à disparition* de filament dans lequel un objectif optique superpose les images virtuelles croisées du fil incandescent et du filament d'une lampe témoin alimentée par un courant continu réglable. On règle le courant de la lampe témoin de façon à amener à égalité les brillances des deux images (disparition des contrastes au point de croisement) et on repère la température T par la valeur du courant témoin. On peut obtenir une précision de l'ordre de 1° en opérant en lumière monochromatique au moyen d'un écran coloré.

c) *Les cellules photoélectriques* associées à un galvanomètre.

d) *Les photomètres*, par exemple du type à taches d'huile, qui représentent une solution un peu grossière, mais admissible pour une mesure approchée si on ne dispose pas d'autre moyen.

— Le dispositif à fil incandescent présente pour les mesures en haute fréquence plusieurs avantages. Étant de dimensions très réduites et complètement isolé, il peut être introduit en un point quelconque d'un circuit, même sous tension élevée, sans apporter pratiquement de perturbation aux régimes des courants. Sa capacité et son inductance restent faibles et, pour les mesures soignées, on peut réaliser la condition de compensation 2 (page 4) donc ramener son impédance à une résistance pure. Enfin, on peut tenir compte par le calcul de la perturbation due à l'effet de peau et en déduire, à toutes fréquences, l'intensité du courant inconnu en partant d'un étalonnage en courant continu ou en courant à basse fréquence.

C'est actuellement le seul dispositif étalonnable avec précision à toutes les fréquences ; il constitue l'appareil primaire qu'on utilise pour l'étalonnage des autres appareils.

Par contre la gamme des courants d'utilisation d'un dispositif donné est très faible. Lorsqu'on est appelé à mesurer des courants d'intensités très variées, il est nécessaire de disposer d'une collection calibrée de lampes à filaments progressivement croissants.

Pour fixer les idées, précisons qu'un filament de tungstène de 0,15 mm de diamètre permet des mesures d'intensités entre 2 et 3 A environ. A 30 MHz la correction pour l'effet de peau est de 2 % ; elle atteint 8 % à 60 MHz.

Dispositifs divers. — Parmi les solutions anciennes pratiquement abandonnées, nous citerons cependant pour mémoire deux dispositifs qui peuvent encore éventuellement trouver des applications :

a) Le *bolomètre* qui se compose essentiellement d'un fil métallique dont on mesure l'élévation de température en mesurant la variation de résistance à l'aide d'un pont de Wheatstone.

b) Le *galvanomètre de Duddel* qui se compose d'un thermocouple dont les deux éléments Fer-Constantan forment le cadre d'un galvanomètre (fig. *I-38*).

Étalonnage. — Si l'on excepte le dispositif à fil incandescent dont la forme simple permet de tenir compte de toutes les causes d'erreurs, tous les autres appareils sont sensibles aux variations de la fréquence et leur étalonnage, effectué en courant continu ou en courant à basse fréquence, n'est plus valable avec certitude en courant à haute fréquence.

Les causes de perturbation sont nombreuses : capacités réparties, connexions, courants parasites induits directement dans le circuit du couple et du galvanomètre, etc. Mais la plus importante est en général due à l'effet de peau. Des

appareils étalonnés en courant à basse fréquence indiquent en haute fréquence une intensité de courant trop forte (relation 23) ; dans le cas des ampèremètres industriels destinés à fonctionner dans les gammes radioélectriques usuelles, l'erreur d'étalonnage peut atteindre 50 % aux environs de 100 MHz.

— Pour parer à cette difficulté, il est alors indispensable d'effectuer le contrôle ou l'étalonnage des ampèremètres à la fréquence d'utilisation ; cet étalonnage peut s'effectuer par comparaison avec un fil incandescent préalablement étalonné en courant continu ou en courant à basse fréquence.

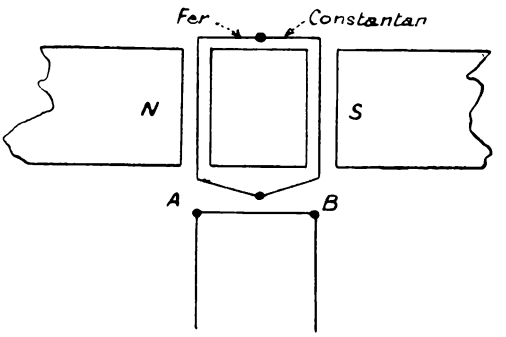


FIG. I-38.

Le montage utilisé pour faire cette comparaison affecte en principe l'aspect de la figure *I-39*. Une source de courant *S*, à la fréquence voulue, est couplée à un circuit oscillant que l'on peut mettre en résonance à l'aide d'un condensateur *C* de façon à obtenir un courant d'intensité suffisante et *bien sinusoïdal* pour éviter les causes d'erreurs dues aux harmoniques, lesquels peuvent agir différemment sur l'ampèremètre étudié et sur le dispositif étalon.

L'ampèremètre *A* à étalonner et un dispositif à fil incandescent *F* sont connectés en série dans le circuit oscillant et traversés par le même courant *I*. Le tarage du fil incandescent est effectué pour chaque mesure en courant continu à l'aide d'un circuit auxiliaire comportant une source E, un ampèremètre *Acc* et une résistance de réglage *R*. Un commutateur *M* permet de mettre ce circuit en service pour le tarage et de le déconnecter pour la mesure en haute fréquence.

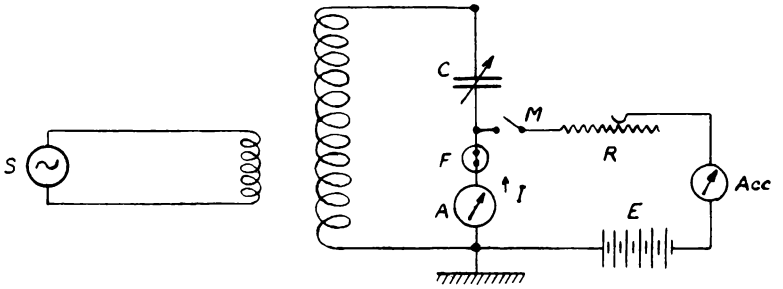


FIG. I-39.

— La mesure est en principe simple et comporte deux opérations :

a) Le commutateur *M* étant ouvert, on règle l'intensité *I* du courant à haute fréquence pour amener l'ampèremètre *A* sur la graduation à étalonner et on repère à l'aide d'un pyromètre la température du fil incandescent.

b) On coupe le courant à haute fréquence ; on ferme l'interrupteur *M* et on règle l'intensité I_{cc} du courant pour ramener le fil incandescent à sa température initiale.

On a alors, à la correction près de l'effet de peau dans le fil chaud : $I_{\text{eff}} = I_{cc}$.

— Toutefois, surtout lorsque la fréquence devient élevée, il est important de prendre quelques précautions systématiques ayant pour but d'éliminer les effets secondaires perturbateurs, en particulier ceux dus aux capacités à la masse des appareils qui risquent de dériver des courants notables et de fausser la comparaison de l'ampèremètre et du fil incandescent. La meilleure solution consiste à connecter l'ampèremètre A en un point du circuit de mesure que l'on relie systématiquement et franchement la masse et à placer le fil incandescent de référence tout près de la borne de liaison avec l'ampèremètre A de façon qu'on puisse admettre que les deux appareils sont bien traversés par le même courant.

Par ailleurs, au cours de l'étalonnage du fil incandescent, il faut éviter toute induction directe de la source S sur le circuit de tarage, ce qui aurait pour effet de superposer au courant continu I_{cc} des courants à haute fréquence parasites et de fausser l'étalonnage du fil incandescent. La solution la plus efficace est d'éteindre la source S pendant l'étalonnage.

— Dans le cas où l'on veut étalonner un appareil quelconque par comparaison avec un autre du même type, on peut opérer par substitution en connectant *successivement* chacun des deux appareils dans le circuit de mesure, à la *même place* et en conservant les *mêmes dispositions de montage* et les mêmes formes de connexions. De cette façon, tous les effets parasites possibles restent identiques à eux-mêmes et la comparaison des deux appareils est rigoureuse ; le fil incandescent ne joue plus alors que le rôle de repère et peut être connecté en un point quelconque du circuit.

On peut également dans le même but utiliser des dispositifs symétriques ou équilibrés par rapport à la masse qui permettent de compenser les effets des capacités parasites.

2° Mesures des courants intenses.

— En courant continu et en basse fréquence, l'emploi des shunts étalonnés permet de ramener facilement la mesure des courants intenses à celle des courants faibles.

En haute fréquence, et même dans la gamme supérieure des fréquences acoustiques, l'emploi des shunts ordinaires devient impossible car leur pouvoir multiplicateur, qui dépend des impédances du shunt et des connexions, varie avec la fréquence, la disposition des appareils, la longueur et la forme des connexions et perd toute signification pratique. Par ailleurs, la mesure directe d'un courant intense, *plusieurs dizaines ou centaines d'ampères*, qui nécessite l'emploi de conducteurs de grosse section, se heurte en haute fréquence aux difficultés d'évaluation de l'effet de peau.

Il en résulte que la mesure précise des courants intenses devient délicate en haute fréquence et nécessite la mise en œuvre de quelques artifices.

Plusieurs solutions sont cependant possibles.

Diviseurs de courant. — On intercale sur le fil traversé par le courant à mesurer un dispositif, comparable à une cage d'écureuil, comportant (fig. *I-40*) deux flasques métalliques circulaires reliés par des fils *identiques* tendus parallèlement et régulièrement répartis le long de leurs circonférences.

Si tout est *parfaitement symétrique*, les courants se répartissent symétriquement entre les divers fils et il suffit de mesurer l'un d'eux en intercalant par exemple un fil incandescent sur l'un des conducteurs. L'espace entre les fils

restant en général assez grand pour qu'on puisse négliger les réactions entre fils, la correction de l'effet de peau peut s'effectuer par la formule habituelle. Le courant total est alors :

$$I_{\text{eff}} = N i_{\text{eff}}$$

en désignant par i_{eff} le courant mesuré par le fil incandescent et par N le nombre des fils.

Pour les mesures précises, il est bon de réaliser la symétrie parfaite et de la contrôler en connectant des fils incandescents sur tous les conducteurs et en s'assurant que les courants sont tous égaux. On peut alors effectuer l'étalonnage direct en courant continu d'intensité I ; la comparaison des températures prises par les divers fils en courant continu et en courant alternatif peut d'ailleurs donner des indications utiles sur la répartition des courants.

FIG. I-40.

— Cette solution, qui s'apparente à celle des shunts classiques, n'est valable que tant qu'on réalise la symétrie parfaite. Aux très hautes fréquences, il y a toujours le risque d'une asymétrie difficile à mettre en évidence et il faut l'utiliser avec prudence.

Transformateurs d'intensité. — Ces appareils sont identiques dans leur principe aux transformateurs d'intensité utilisés en électrotechnique pour la mesure des courants très intenses, par exemple dans les lignes.

Le transformateur comporte deux bobinages enroulés régulièrement sur un mandrin, en matière non magnétique ou magnétique, et en *forme de tore* pour réduire les fuites magnétiques. Le bobinage secondaire comporte N spires et débite dans un appareil de mesure de courant faible, par exemple un thermocouple ; le primaire, enroulé au-dessus du secondaire, comporte un nombre de spires plus faible n et est traversé par le courant I à mesurer.

— Si le noyau du tore est magnétique ou si les bobinages sont à spires assez serrées pour qu'on puisse négliger les fuites, le courant i débité dans le thermocouple est lié au courant I par la relation simple des transformateurs à fer classiques :

$$i = I \frac{n}{N}.$$

— Si le tore n'est pas magnétique et si les fuites sont importantes. le courant i peut toujours s'exprimer en fonction de I par la relation :

$$i = \frac{M \omega I}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}}$$

en désignant par M l'inductance mutuelle des deux bobinages et par R et L la résistance et l'inductance du circuit secondaire, compte tenu de l'impédance du thermocouple et de la ligne de liaison.

En pratique, on peut toujours s'arranger pour que R^2 soit négligeable devant $L^2 \omega^2$; il vient alors :

$$i = \frac{M}{L} I$$

résultat indépendant de la fréquence dans les limites où L reste constant, c'est-à-dire tant que la fréquence du courant reste faible devant la fréquence de résonance de la bobine secondaire.

— Pour faire l'étalonnage, on peut mesurer directement L et M par les méthodes spéciales que nous examinerons plus loin (chap. V) ; en pratique il est plus simple et souvent plus précis de faire l'étalonnage direct du rapport M/L à la fréquence d'utilisation, soit en opérant avec des courants faibles que l'on puisse mesurer au primaire et au secondaire par les moyens étudiés ci-dessus, soit en effectuant des recoupements avec les autres méthodes de mesure des courants intenses.

— Dans tous les cas, donc, l'emploi d'un transformateur toroïdal permet de ramener la mesure d'un courant intense à celle d'un courant faible. Une solution pratique très souvent utilisée, en particulier pour la mesure du courant dans une antenne, consiste à disposer le tore portant l'enroulement secondaire de N spires autour du fil d'antenne, ce qui revient à faire sensiblement :

$$n = 1 \qquad \text{soit} \qquad \frac{i}{I} \approx \frac{1}{N}.$$

Le dispositif de mesure présente alors l'aspect schématisé (fig. *I-41*). L'enroulement toroïdal débite dans un thermocouple du type à chauffage indirect qui mesure le courant i. Bien entendu, il est indispensable de prendre toutes les précautions d'usage pour éliminer les inductions parasites directes sur le circuit de mesure qui viendraient fausser les indications du couple. On peut par exemple enfermer l'ensemble dans un blindage ou encore blinder et filtrer les fils de liaison comme il est indiqué sur la figure *I-41*. Il est avantageux dans tous les cas de réduire le plus possible la longueur des connexions reliant le bobinage au fil chauffant du couple.

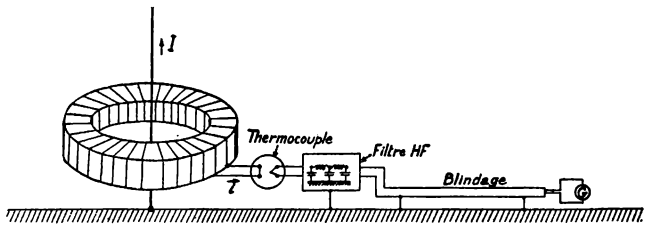


FIG. I-41.

— Les transformateurs d'intensité sont des instruments très pratiques pour la mesure des grosses intensités allant jusqu'à plusieurs centaines d'ampères. On leur donne souvent la forme d'une pince, en réalisant le tore en deux parties montées à charnières ; on peut alors les disposer facilement autour du conducteur traversé par le courant à mesurer sans avoir à le couper.

Un des gros avantages de ce dispositif est la valeur extrêmement faible de leur impédance, vue dans le circuit traversé par le courant I, d'autant plus faible que le rapport $\frac{i}{I}$ est plus faible, donc I plus grand, en particulier dans le mode de réalisation représenté (fig. *I-41*). Le circuit de mesure est complètement isolé du circuit à haute fréquence à étudier ; on peut donc mesurer sans difficulté le courant en un point sous tension ; de plus, on peut facilement déplacer le transformateur le long d'un conducteur sans interrompre le fonctionnement de l'appareil étudié et contrôler directement la loi de variation du courant le long de ce conducteur, par exemple dans le cas d'une ligne de transmission.

— Notons enfin qu'on peut remplacer le thermocouple par un détecteur quelconque, par exemple à cristal, débitant dans un milliampèremètre à cadre.

Emploi d'une impédance étalonnée. — Dans le cas où l'on ne cherche pas une trop grande précision, on peut assez commodément en pratique mesurer une grosse intensité de courant en intercalant dans le circuit traversé par ce courant une impédance Z étalonnée et en mesurant à l'aide d'un voltmètre électronique (chap. I, § D 1°) la différence de potentiel V qui apparaît aux bornes de Z.

On en déduit par le calcul :

$$I = \frac{V}{Z}.$$

On utilisera de préférence comme impédance étalonnée une capacité C qui, comparativement à une inductance ou à une résistance, constitue en haute fréquence l'impédance la mieux définie et la moins variable, susceptible de supporter un courant de grande intensité. On pourra la constituer soit sous forme d'un condensateur à diélectrique d'air, soit sous forme d'un condensateur à diélectrique solide à faibles pertes et à grande rigidité diélectrique, par exemple du mica.

Bien entendu, il faut prendre avec soin toutes les précautions d'usage pour éliminer, réduire au minimum, ou à défaut évaluer par le calcul, les erreurs provenant de l'impédance des connexions et, éventuellement des capacités parasites.

L'élimination des connexions est d'autant plus importante que, dans le cas des courants de forte intensité et pour rester dans la gamme des tensions que l'on sache mesurer commodément avec les voltmètres usuels à haute fréquence, on est conduit à utiliser des capacités de grande valeur.

En désignant par L l'inductance des connexions, la relation 21 (page 24) donne pour expression de l'erreur sur la connaissance de C, donc de Z :

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{1}{\left(\frac{f_0}{f}\right)^2 - 1} = \frac{1}{\frac{1}{LC\omega^2} - 1}.$$

En admettant par exemple une erreur possible de 10 %, on en déduit :

$$LC\omega^2 < \frac{1}{1 + \frac{C}{\Delta C}} = \frac{1}{11}$$

soit :

$$L\omega < \frac{1}{11} \cdot \frac{1}{C\omega}.$$

Autrement dit, il faut que l'inductance des connexions reste inférieure à $\frac{1}{11}$ de l'impérance $Z = \frac{1}{C\omega}$ que l'on veut utiliser, elle-même d'autant plus faible que le courant à mesurer est plus intense.

Par exemple, si l'on veut mesurer un courant de 100 A à la fréquence de 10 MHz, on pourra utiliser un condensateur de 10 nF (10^{-8} F), dont l'impédance est alors 1,6 Ω environ et aux bornes duquel apparaît une différence de potentiel de 160 V que l'on peut aisément mesurer.

Il faudra alors, dans les conditions admises ci-dessus, que l'inductance L reste inférieure à 2,3 nH (10^{-9} H).

— Ces chiffres donnent une idée des précautions à prendre et des difficultés rencontrées dès que la fréquence et l'intensité du courant deviennent grandes.

En pratique, on peut adopter la disposition schématisée sur la figure *I-42*, caractérisée par des liaisons aussi directes que possible des armatures du condensateur avec la masse, d'une part, et avec le circuit traversé par le courant I à mesurer, d'autre part, le voltmètre étant *directement connecté sur les armatures* du condensateur.

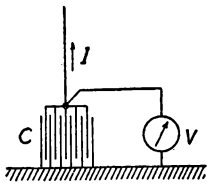


FIG. I-42.

Malgré tout, cette méthode de mesure comporte dans son principe même une cause d'erreur difficile à éliminer complètement, surtout aux fréquences élevées. Elle a pour elle sa facilité relative de réalisation à l'aide de l'appareillage usuel.

Réducteurs à capacités. — Certains auteurs ont proposé une solution voisine de la précédente et schématisée par la figure *I-43*. Le courant à mesurer I traverse une grosse capacité C; l'appareil de mesure, constitué par un ampèremètre ou un thermocouple A, mesure une fraction i de ce courant dérivée à travers une capacité c.

Dans les limites où l'on peut négliger les impédances des connexions et de l'appareil de mesure devant les réactances des capacités, on a :

$$I = i \cdot \frac{C + c}{c}.$$

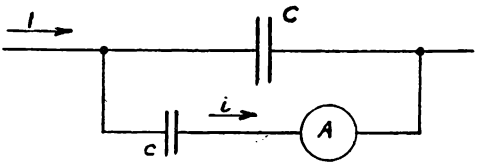


FIG. I-43.

En fait, ce montage s'apparente à la technique des shunts utilisés en basse fréquence ; il peut être fortement perturbé par les impédances des connexions qui peuvent donner lieu à une résonance avec les capacités, soit sur la fréquence de travail, *soit sur un harmonique.* Il doit être considéré comme un moyen de fortune à défaut de mieux.

D. — APPAREILS DE MESURE DES TENSIONS

Comme pour la mesure des courants, la radiotechnique conduit à mesurer des tensions de valeurs extrêmement variées ; leur gamme est même beaucoup plus étendue que celle des courants, elle s'étend depuis quelques microvolts jusqu'à plusieurs milliers ou dizaines de milliers de volts. La gamme des fréquences s'étend également depuis les fréquences industrielles jusqu'aux fréquences radioélectriques de plusieurs centaines de mégahertz. De ce fait, on rencontre en radiotechnique tous les types connus d'appareils de mesure des tensions.

1° Mesures des tensions moyennes.

On entend par cette dénomination les tensions mesurables directement à l'aide d'un appareil relativement simple fonctionnant en voltmètre et d'usage courant dans la plupart des applications usuelles. Elles s'échelonnent approximativement entre 0,1 V et 150 à 200 V avec les appareils actuellement en service pratique.

En commençant par les fréquences inférieures, voisines des fréquences industrielles, et en s'élevant progressivement dans la gamme des fréquences radio-

électriques, les divers types de voltmètres utilisés couramment en radiotechnique, indépendamment des voltmètres classiques en électrotechnique, sont les suivants.

Voltmètres à redresseurs. — Ils se composent d'une résistance en série avec un milliampèremètre à redresseur du type décrit ci-dessus (§ C-1°, page 39) La déviation de l'aiguille est donc proportionnelle à la valeur *moyenne de la tension ;* mais la graduation est faite en valeurs efficaces dans l'hypothèse d'une tension *parfaitement sinusoïdale.*

Comme les ampèremètres de la même classe, ils sont surtout utilisables en basse fréquence ; mais on réalise actuellement dans les appareils désignés sous les noms de *contrôleurs, multimètres,* etc., des voltmètres utilisables avec une précision de 2 à 3 % jusqu'aux fréquences de l'ordre de 5 000 à 10 000 Hz ; les jeux de résistances habituellement prévus dans les boîtiers permettent en général d'effectuer des mesures depuis 0,1 V jusqu'à 600 ou 750 V.

Les voltmètres de ce type sont inutilisables en haute fréquence.

Voltmètres thermiques. — Ils se composent d'une résistance en série avec un ampèremètre thermique sensible. Ils ont l'inconvénient de nécessiter un courant important et leur utilisation en haute fréquence se heurte aux difficultés de réalisation d'une résistance pure de valeur relativement grande.

En fait,sauf cas particulier tel que celui que nous examinerons au chap. VIII, ils sont pratiquement inutilisés en radiotechnique.

Électromètres. — Les électromètres peuvent être utilisés en idiostatiques pour mesurer une tension de fréquence quelconque. Leur étalonnage est indépendant de la fréquence et fonction de la valeur efficace de la tension.

Cependant, ils sont délicats et relativement peu sensibles. De plus, du fait de leur capacité d'autant plus grande qu'ils sont plus sensibles, ils ont une *réactance* faible et variable avec la position de l'équipage mobile, donc avec la valeur de la tension à mesurer.

Ces propriétés les rendent difficilement utilisables en haute fréquence où, sauf cas particulier, ils perturbent de façon importante et variable les caractéristiques des circuits aux bornes desquels on les connecte.

Voltmètres électroniques à détection par la plaque. — Les voltmètres électroniques représentent en général le prototype des appareils de mesure des tensions dans les circuits à haute fréquence. Leur impédance d'entrée peut être rendue très grande, ce qui permet de les connecter aux bornes des circuits à étudier sans perturber leur régime électrique ; la présence d'un tube fonctionnant en amplificateur leur donne la sensibilité désirable ; enfin leur étalonnage est indépendant de la fréquence dans une gamme très étendue vers la haute fréquence.

Le voltmètre à détection par la plaque est le plus simple, il se compose essentiellement d'un tube, triode ou pentode, dans le circuit de plaque duquel est placé un milliampèremètre à courant continu, court-circuité pour les courants à haute fréquence par une capacité C, et mesurant le *courant moyen* de plaque (fig. *I-44-a*).

La grille est polarisée négativement à l'aide d'une résistance potentiométrique réglable R de telle sorte que le point de fonctionnement vienne en P (fig. *I-44-b*), à la naissance du coude inférieur de la caractéristique $I_p = f(V_g)$ du tube.

La tension alternative à mesurer est appliquée dans le circuit de grille en $\alpha\,\beta$ (fig. *I-44-a*).

Supposons que la tension à mesurer soit de la forme :

$$u = U \sin \Omega t$$

et que, dans le coude inférieur, on puisse assimiler la caractéristique du tube à une parabole, ce qui est en général admissible avec les tubes usuels en *choisissant convenablement* la polarisation U_0. (voir remarque ci-après). Le courant de plaque est nul pendant les alternances négatives de la tension u ; pendant les alternances positives, il varie suivant une loi de la forme :

$$i = k u^2.$$

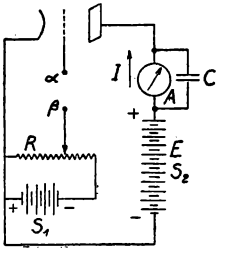


FIG. I-44 *a*.

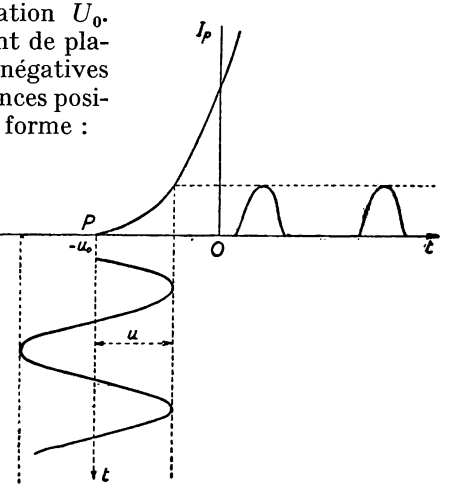


FIG. I-44 *b*.

Le *courant moyen* indiqué par le milliampèremètre est donc :

$$I = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} i\,\mathrm{d}t = \frac{1}{2}\frac{k}{T}\int_0^{T} u^2\,\mathrm{d}t = \frac{k}{2}U_{\text{eff}}^2$$

L'appareil est donc à *échelle quadratique* et mesure la *valeur efficace* de la tention U. Ce résultat est général, quelle que soit la forme de la tension appliquée sur la grille en $\alpha\,\beta$, pourvu que *les deux alternances* de cette tension *soient symétriques* pour que l'on puisse écrire :

$$\int_0^{\frac{T}{2}} u^2\,\mathrm{d}t = \int_{\frac{T}{2}}^{T} u^2\,\mathrm{d}t = \frac{1}{2}\int_0^{T} u^2\,\mathrm{d}t.$$

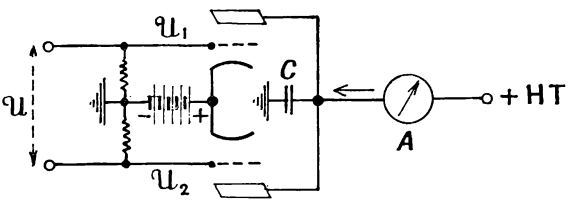


FIG. I-45.

Dans le cas contraire, il est nécessaire d'utiliser un *montage symétrique* utilisant deux tubes, du type de la figure *I-44-a*, fonctionnant en opposition de façon à mesurer séparément les deux alternances (fig. *I-45*) et dans lequel :

a) On applique sur chaque grille des tensions de la forme :

$$u_1 = +\frac{u}{2} \qquad u_2 = -\frac{u}{2}$$

b) L'ampèremètre A mesure le courant de plaque total des deux tubes, soit :

$$I = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} i_1\,dt + \frac{1}{T}\int_{\frac{T}{2}}^{T} i_2\,dt = \frac{k}{T}\left(\int_0^{\frac{T}{2}} u_1^2\,dt + \int_{\frac{T}{2}}^{T} u_2^2\,dt\right)$$

et l'on a rigoureusement dans tous les cas, quelle que soit la forme de la tension mesurée :

$$I = \frac{k}{T}\int_0^T u^2\,dt = k\,U_{\text{eff}}^2.$$

— L'amplitude de la tension alternative u doit rester inférieure à la valeur U_0 de la polarisation pour que la grille reste constamment négative. Dans le cas contraire un courant de grille apparaîtrait et l'impédance d'entrée du voltmètre baisserait rapidement. *La tension maximale que l'on puisse mesurer avec un voltmètre à détection par la plaque est donc de quelques volts seulement.* Elle est variable avec U_0 donc avec la valeur de la tension de plaque.

La valeur minimale que l'on puisse évaluer dépend de la courbure de la caractéristique et de la sensibilité du milliampèremètre A. On ne peut d'ailleurs pas augmenter cette sensibilité au-delà de certaines limites car le zéro de l'appareil, repéré par le courant résiduel correspondant au point P, est assez mal défini (courbe $I_p = f(V_g)$ asymptotique à l'axe des abscisses) et influencé par toutes les causes de variations du courant du tube, donc instable.

En pratique, en utilisant un microampèremètre de sensibilité 100 μA, on peut évaluer des tensions de l'ordre de *quelques dizièmes de volts.*

Les voltmètres électroniques à détection par la plaque sont donc des appareils d'emploi commode pour la *mesure des tensions efficaces de l'ordre du volt.* Comme la grille reste toujours négative dans la zone d'utilisation, leur *impédance* se réduit à l'impédance d'entrée du tube. Elle est pratiquement infinie à basse fréquence et diminue progressivement à mesure que la fréquence croît.

— L'étalonnage dépend de la loi de variation du courant $i = f(V_g)$ pendant l'alternance positive de la tension u. Celle-ci dépend des caractéristiques du tube et de l'impédance des appareils extérieurs connectés dans le circuit de plaque, en particulier du milliampèremètre A.

En pratique, pour augmenter la sensibilité et rendre le fonctionnement du tube indépendant des circuits extérieurs, on fait travailler le tube en *court-circuit pour la haute fréquence* en shuntant les appareils extérieurs par une forte capacité C (fig. *I-44-a*).

Dans ces conditions, l'étalonnage de l'appareil ne dépend plus que des caractéristiques du tube.

Il est pratiquement *indépendant de la fréquence* dans les limites où le temps

de transit des électrons dans le tube est négligeable devant la période de la tension u, c'est-à-dire dans la majeure partie de la gamme de fréquence usuelle.

Par contre, il peut varier de façon importante en fonction des caractéristiques statiques du tube, elles-mêmes sous la dépendance directe des tensions des sources d'alimentation (chauffage et tension anodique). Il est donc indispensable de *repérer avec soin ces tensions et de les stabiliser* par un moyen quelconque si l'on veut obtenir un fonctionnement stable, en particulier si l'on veut permettre un étalonnage à lecture directe.

— *Sous ces réserves*, on peut faire l'étalonnage de l'appareil en basse fréquence, sous tension sinusoïdale, par comparaison avec un voltmètre étalon usuel.

— Dans certains cas, on intercale une grande résistance dans le circuit de plaque du tube. Il en résulte une diminution notable de la sensibilité, mais la caractéristique de l'appareil est moins incurvée ; si la résistance devient très grande, elle se rapproche d'une droite. Le voltmètre de Moullin, ci-après, donne un exemple de réalisation de ce type.

— Notons enfin que, sur le plan des applications pratiques, il est nécessaire que le circuit de grille reste toujours en liaison directe avec la cathode du tube pour le courant continu, c'est-à-dire que *les bornes* $\alpha\beta$ *ne restent jamais à circuit ouvert.* Sans cette précaution, la grille se trouve « en l'air » et il peut en résulter des accroissements du courant anodique susceptibles d'entraîner la détérioration du tube ou de l'appareil de mesure. Le plus souvent la liaison entre les bornes $\alpha\beta$ est réalisée par l'appareil créant la tension à mesurer ; si le circuit de cet appareil est coupé par un condensateur, il est *indispensable de fixer le potentiel de la grille* à l'aide d'une grande résistance connectée entre les bornes α β en parallèle sur l'appareil.

Utilisation pratique en voltmètre quadratique. En fait, la caractéristique de plaque d'un tube dans le coude inférieur n'est pas quadratique ; l'approximation faite dans l'article précédent n'est donc valable que dans une zone limitée de cette caractéristique et à condition que l'on ait choisi la polarisation initiale U_0 de la grille de telle sorte que le point d'abscisse $-U_0$ sur l'axe des tensions matérialise le sommet d'une parabole qui coïncide avec la partie coudée de la caractéristique réelle sur une portion suffisamment étendue. On peut facilement repérer cette polarisation sur un réseau de caractéristiques I_pV_g du tube utilisé en superposant au réseau une courbe parabolique exacte tracée sur un papier transparent et en cherchant la position de cette courbe par rapport à la caractéristique I_pV_g considérée qui réalise la meilleure concordance.

— Dans ces conditions :

1° En l'absence de tension alternative appliquée sur la grille, le courant de plaque de repos, correspondant à la tension U_0, n'est pas nul. Il prend une valeur I_0 bien définie qui peut servir de critère pour le réglage de la polarisation U_0 de la grille.

2° Pour les tensions de grille négatives par rapport à U_0, le courant de plaque est très faible, mais non nul.

3° Pour les tensions positives, la loi parabolique n'est satisfaite que dans les limites où le point de fonctionnement réel reste dans la zone de coïncidence des deux courbes.

4° Le voltmètre ne fonctionne correctement en voltmètre quadratique que si la tension alternative appliquée sur la grille a une valeur telle que le point de

fonctionnement reste pratiquement dans la zone quadratique, sans dépassement, pendant la presque totalité de l'alternance positive.

— En conséquence, la gamme d'utilisation en voltmètre quadratique des circuits des figures *I-44-a* et *I-45* est très faible et, en pratique, il est préférable de limiter l'emploi des dispositifs de ce type à des mesures comparatives *à niveau constant* (par exemple, mesure d'un taux d'harmoniques, chap. III-§ C 4°-p. 245). On peut aussi les combiner avec un affaiblisseur étalonné permettant de ramener la déviation du voltmètre à une position repérée et d'en déduire la valeur de la tension par lecture sur l'affaiblisseur.

Voltmètre de Moullin. — C'est une réalisation particulière du type précédent dans laquelle on a cherché à rendre simple et rapide le repérage et le réglage du point de fonctionnement. Il a été conçu pour les tubes à chauffage direct ; sa caractéristique essentielle est de réaliser l'alimentation totale de l'appareil (chauffage, anode, polarisation) à l'aide d'une source unique S, ne comportant par conséquent qu'un seul organe de réglage (fig. *I-46*).

La source S alimente le filament à travers une résistance de réglage R_1. La tension de plaque est réduite à la tension de chauffage du filament (4 volts) et obtenue en faisant le retour du circuit au pôle + du filament. La polarisation de grille est fournie par une prise sur la résistance R_1.

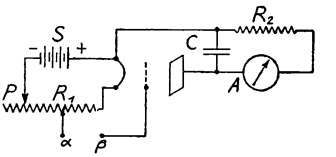


FIG. I-46.

L'organe de réglage unique est constitué par le curseur P de la résistance R_1.

Avant de faire une mesure, on met en court-circuit les bornes $\alpha\beta$ et on amène l'aiguille du milliampèremètre devant un repère en déplaçant le curseur P. A ce moment, automatiquement, toutes les caractéristiques du circuit sont déterminées et l'appareil se trouve réglé.

La résistance R_2 a pour but d'étendre la gamme de fonctionnement de l'appareil. Si cette résistance est nulle, on a comme précédemment une loi quadratique. Si elle est en place, le courant i croît moins vite que U^2 par suite de la chute de tension de plaque $R_2 i$, d'autant plus que R_2 est plus grand ; la loi de déviation du milliampèremètre tend alors vers une loi linéaire ; $i \approx kU$.

Voltmètres à seuil. — Imaginons que, dans le voltmètre à détection par la plaque de la figure *I-44-a*, on réalise une polarisation de grille P_0 supérieure à la tension de coupure P. Si on applique dans le circuit de grille une tension sinusoïdale d'*amplitude* U, il ne passe aucun courant dans le circuit de plaque tant que U reste inférieur à $P_0 - P$. Lorsque U dépasse cette valeur, le courant ne passe que pendant les crêtes positives de la tension et seulement tant que la valeur instantanée reste supérieure à la *valeur de seuil* $U_0 = P_0 - P$. La déviation du milliampèremètre A est alors fonction, non plus de U, mais de la crête de dépassement $U - U_0$. En plaçant en A un appareil très sensible, on peut rendre visibles et mesurables des faibles variations de crête qui seraient inappréciables avec un voltmètre ordinaire. Le dispositif fonctionne alors en voltmètre *à seuil amplificateur de crête* et peut rendre des services pour mesurer des faibles fluctuations d'amplitude d'une tension alternative. Bien entendu, la mesure n'est possible que si toutes les caractéristiques du tube, en particulier ses tensions d'alimentation et de polarisation, sont parfaitement stables. La stabilisation des sources s'impose donc ici, plus encore que dans le cas précédent, et d'autant plus qu'on cherche à obtenir une plus grande sensibilité.

Voltmètres à valve. — Cet appareil utilise la conduction unilatérale des diodes, ou valves électroniques. La tension à mesurer u est connectée entre les bornes $\alpha\beta$ en série avec une diode et un circuit de charge RC (fig. *I-47-a*), contenant un ampèremètre sensible à courant continu A.

Son fonctionnement peut se présenter sous deux aspects très différents suivant les caractéristiques du circuit de charge RC.

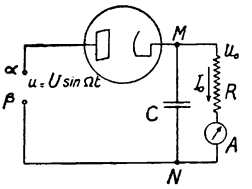


FIG. I-47 *a*.

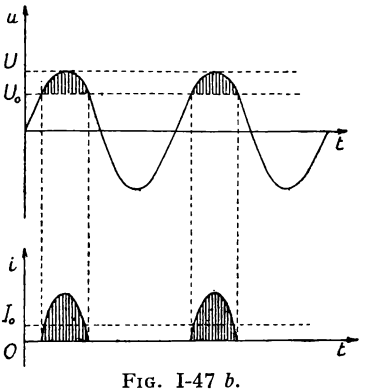


FIG. I-47 *b*.

— *a*) Si la résistance R et la capacité C ont des valeurs suffisamment faibles pour que la *constante de temps* RC du circuit *soit petite devant la période* de la tension à mesurer, à la limite si R ou C est nul, le courant débité à travers l'ampèremètre A pendant les alternances positives de la tension u suit fidèlement toutes les fluctuations *instantanées* de la tension et reste nul pendant les alternances négatives. Si, de plus, l'*amplitude de la tension est assez grande* pour que la diode fonctionne dans la région *pratiquement linéaire* de la caractéristique, le courant instantané pendant les alternances positives est sensiblement proportionnel à la valeur instantanée de la tension et l'ampèremètre A mesure la valeur moyenne de cette tension pendant une alternance, c'est-à-dire une demi-période. Le fonctionnement est alors comparable à celui d'un voltmètre à redresseurs.

Si la tension u est sinusoïdale, l'ampèremètre A indique une valeur proportionnelle à la valeur moyenne $\frac{1}{\pi} U_{max}$; comme dans le cas du voltmètre à redresseurs, il peut être gradué en valeur efficace.

Si la tension comporte des harmoniques et est de la forme :

$$u = U_1 \sin \Omega t + U_2 \sin (2\Omega t + \varphi_2) + U_3 \sin (3\Omega t + \varphi_3) + \cdots$$

et si *l'on suppose que les harmoniques restent assez faibles* pour que, pendant toute l'alternance positive du terme fondamental, la valeur instantanée de la tension ne devienne jamais négative, l'ampèremètre A indique une valeur proportionnelle à :

$$U_{moy} = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} u\,dt = \frac{1}{\pi} U_1 + \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} \Sigma\, U_n \sin (n\Omega t + \varphi_n)\,dt.$$

soit pratiquement, en remarquant que l'intégrale du second terme est nulle pour tous les harmoniques pairs et faible pour les harmoniques impairs :

$$U_{moy} \approx \frac{1}{\pi} U_1.$$

Autrement dit, sous les réserves que l'amplitude de la tension soit assez grande pour faire fonctionner la diode dans la partie rectiligne de sa caractéristique et

que les amplitudes des harmoniques ne soient pas trop grandes, l'appareil mesure pratiquement dans ce cas la valeur moyenne du terme fondamental seul. Dans le cas usuel où il a été étalonné en valeur efficace sous tension sinusoïdale, il *mesure en fait la valeur efficace du terme fondamental.*

b) Si la *constante de temps CR* du circuit de charge *est grande devant la période* de la tension à mesurer, le mécanisme du redressement est tout différent.

Les crêtes positives de tension débitent à travers la valve des pointes de courant qui chargent le condensateur *C*. Celui-ci, jouant le rôle de réservoir ou de volant, se décharge d'une façon continue à travers la résistance *R* en débitant un courant de sens constant I_0, mesuré par l'ampèremètre *A*, et qui crée aux bornes de la résistance *R* une chute de tension de polarisation constante :

$$U_0 = R I_0.$$

Comme le courant ne peut traverser la diode que dans les instants où la tension *u* est supérieure à U_0 (zones hachurées sur la figure *I-47-b*), l'équilibre électrique s'établit lorsque la somme des impulsions de courant correspondant aux zones hachurées pendant une seconde est égale à la valeur moyenne de I_0. Si *R* augmente indéfiniment I_0 diminue et U_0 tend vers *U*.

Autrement dit, si *R* est suffisamment grand, on a sensiblement :

$$I_0 = \frac{U_0}{R} \approx k\,U.$$

La déviation de l'ampèremètre *A* est alors pratiquement proportionnelle à l'*amplitude* de la tension *u*.

— Plus généralement, *si la tension U n'est pas sinusoïdale,* et sous la seule réserve que la constante de temps du circuit *RC* soit assez grande pour que le condensateur *C* n'ait pas le temps de se décharger d'une façon appréciable au cours d'une période, le courant I_0 est pratiquement *proportionnel à la valeur maximale instantanée U* de la tension *u au cours de l'alternance positive.*

— Les voltmètres à valve à grande constante de temps sont donc des *voltmètres de crête à détection linéaire.* Dans le cas d'une tension non sinusoïdale l'appareil mesure la pointe de tension de l'alternance positive ; il peut *donner des indications différentes si on inverse la phase* de la tension en croisant les connexions de la source.

— La loi linéaire n'est satisfaite que si la différence $U - U_0$, nécessaire pour débiter les pointes de courant de valeur moyenne I_0, reste négligeable devant *U*. Autrement dit, le voltmètre à valve n'est *linéaire* que si la résistance *R* et la *tension* d'attaque sont *suffisamment grandes.* Dans le cas contraire sa courbe de détection $I_0 = f(U)$ s'incurve comme pour un voltmètre à détection par la plaque. Avec les valves usuelles de réception et un appareil de mesure de sensibilité voisine de 0,1 mA, la détection devient pratiquement linéaire pour des tensions de l'*ordre du volt.*

— *Aucune limitation* n'est imposée en principe du côté des *tensions élevées,* comme c'est le cas par exemple pour un voltmètre à détection par la plaque. Cependant, en pratique, on est arrêté par les risques de disrupture entre électrodes ou d'échauffement exagéré des organes, en particulier de la plaque. Avec les diodes usuelles de réception, on peut monter sans inconvénient à 200 ou 300 V.

— Tout ce qui précède n'est valable qu'en tant que la constante de temps

CR du circuit de détection est assez grande devant la période T de la tension pour que, pratiquement, la décharge de C à travers R puisse être regardée comme continue (I_0).

Cette condition peut s'écrire :

$$RC\Omega \ggg 1 \qquad \text{ou} \qquad \frac{1}{C\Omega} \lll R.$$

Elle implique que la réactance de C à la fréquence de travail soit très inférieure à la valeur R. Dans ce cas, la capacité C réalise un court-circuit aux bornes de R et, pour la haute fréquence utilisée, les points M et N (fig. *I-47*) sont pratiquement au même potentiel ; la tension d'entrée u, appliquée en $\alpha\beta$, se trouve alors entièrement reportée aux bornes de la valve.

Si la capacité était trop faible, l'impédance du circuit RC pour les courants à haute fréquence deviendrait importante ; la tension appliquée aux bornes de la diode diminuerait et la sensibilité du dispositif serait réduite.

L'étalonnage devient donc fonction de la fréquence dès l'instant où celle-ci devient assez faible pour que la réactance du condensateur ne soit plus très faible devant R.

Au contraire, dès l'instant où la *fréquence est assez élevée pour que la période T reste très petite devant la constante de temps CR*, et sous réserve, comme dans le cas du tube à détection par la plaque, qu'elle *reste grande devant le temps de transit des électrons, l'étalonnage de l'appareil devient indépendant de la fréquence;* il peut être alors effectué en basse fréquence par comparaison avec un voltmètre étalon (à condition d'adapter en conséquence la valeur de C).

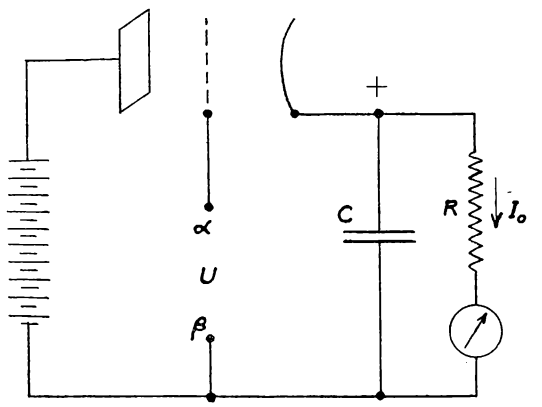


FIG. I-48.

Cependant, comme le voltmètre à valve est un voltmètre de crête alors que l'étalon mesure la valeur efficace, l'étalonnage n'a de sens que si l'on opère en *tension parfaitement sinusoïdale;* le voltmètre à valve mesure alors la *tension maximale.*

$U = U_{\text{eff}}\sqrt{2}$; en pratique, on le gradue en général en valeur efficace (0,707 $U_{\max}$) et l'étalonnage n'est valable que si l'on opère sous tension sinusoïdale.

— En raison de l'absence de source anodique et du fonctionnement en voltmètre de crête, l'étalonnage d'un voltmètre à valve à grande constante de temps dépend peu des caractéristiques de la diode, donc de la seule source de chauffage restante. De ce fait, les voltmètres à valve de ce type sont des voltmètres *relativement précis et stables* dont l'étalonnage peut être utilisé pendant longtemps *sans tarage* préliminaire avant chaque mesure. Ils constituent la forme usuelle des voltmètres utilisés sur les appareils de mesure modernes à haute fréquence.

— Par contre, puisqu'il y a débit à travers la valve, leur *impédance d'entrée* n'est *jamais infinie;* elle est d'autant plus faible que R est elle-même plus faible et peut dans certains cas, provoquer un *amortissement appréciable* des

circuits aux bornes desquels on les connecte ou un *écrêtage* des alternances positives des tensions mesurées aux bornes d'une source de grande impédance, par exemple aux bornes d'un circuit oscillant. En pratique, on utilisera systématiquement des résistances R de très grande valeur dans le double but de diminuer l'amortissement et d'étendre vers les faibles tensions la zone de fonctionnement linéaire.

On peut également utiliser la détection dite *Sylvania* (fig. *I-48*), à autopolarisation, qui fonctionne sensiblement comme une détection par diode, mais dont l'impédance d'entrée est pratiquement infinie.

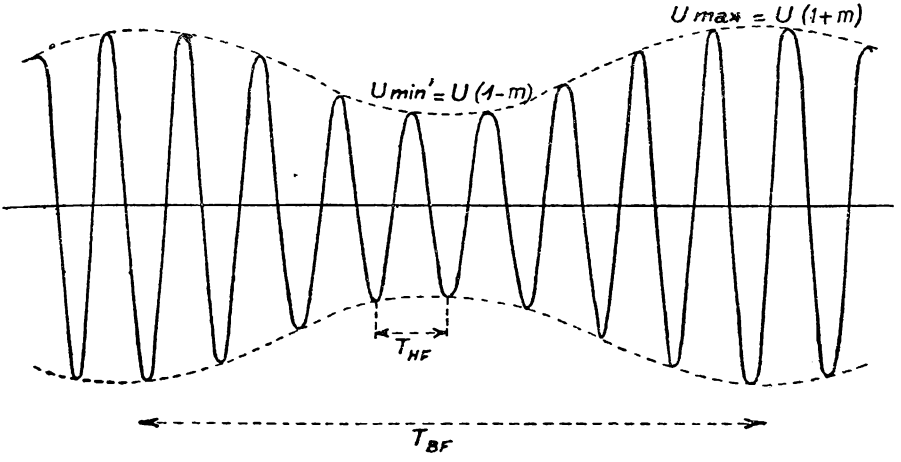


FIG. I-49.

— Imaginons maintenant que la tension d'attaque soit modulée en amplitude et de la forme (fig. *I*-49) :

$$u = U(1 + m \sin \omega t) \sin \Omega t$$

dans laquelle m est le taux de modulation, $f = \frac{\omega}{2\pi}$ la fréquence de modulation et $F = \frac{\Omega}{2\pi}$ la fréquence porteuse. Le fonctionnement de l'appareil se complique et devient fonction des valeurs relatives des périodes $T_{HF} = \frac{1}{F}$ et $T_{BF} = \frac{1}{f}$ de la porteuse et de la modulation, ainsi que de la constante de temps CR du circuit de charge. En pratique, on est conduit à considérer et à utiliser deux cas suivant la valeur du produit CR.

a) Si la constante de temps CR est *très grande* devant la période T_{BF}, donc également devant T_{HF}, de telle sorte que le condensateur n'ait pas le temps de se décharger entre deux maximums de *modulation*, l'appareil fonctionne en voltmètre de crête comme précédemment et mesure la valeur maximale, soit :

$$U_{max} = U(1 + m)$$

b) Si la constante de temps CR *reste grande devant* T_{BF}, *mais devient faible devant la période de modulation* :

$$T_{HF} \ll CR \ll T_{BF}$$

le fonctionnement de l'appareil n'est pas modifié en haute fréquence, mais l'équilibre entre les tensions U_0 et U s'établit en un temps très court devant T_{BF} et *suit fidèlement toutes les fluctuations de l'amplitude* de la tension u.

Dans le cas actuel d'une modulation sinusoïdale, la tension détectée u_0 est donc variable et de la forme :

$$u_0 = U(1 + m \sin \omega t).$$

Elle se décompose en deux :

a) une tension constante :

$$U_0 = U$$

b) une tension sinusoïdale à basse fréquence :

$$u_{BF} = m\,U \sin \omega t.$$

L'ampèremètre A mesure alors la composante continue du courant, soit :

$$I_0 = \frac{U_0}{R} \approx \frac{U}{R}$$

c'est-à-dire l'*amplitude de la porteuse* de la *tension modulée* U, quel que soit le taux de modulation.

— Signalons enfin une variante du schéma fondamental de la figure *I-47*, représentée sur la figure *I-50*, dans laquelle la diode se trouve connectée en parallèle sur la résistance de charge, au lieu d'être en série, et le condensateur C en série, ces deux organes étant simplement permutés. Le fonctionnement de l'appareil et sa discussion sont identiques à ceux du cas précédent ; la capacité C conserve son rôle de réservoir ou de volant ; elle assure en outre le découplage du circuit de mesure pour la composante continue éventuelle de la tension appliquée en $\alpha\beta$ et permet donc de mesurer seulement la composante périodique d'une tension ondulée.

Pour que l'étalonnage soit indépendant de la fréquence, il faut que la tension d'entrée soit entièrement reportée aux bornes de R, donc que la réactance $\frac{1}{C\,\Omega}$ de la capacité reste faible devant R à la fréquence de travail, comme dans le cas de la figure *I-47*.

Ce montage présente l'avantage de permettre la liaison directe à la masse de la cathode de la diode ; il présente par contre l'inconvénient de reporter aux bornes de R la totalité de la tension d'entrée u à haute fréquence. Si l'on connecte derrière R un amplificateur (par exemple pour la mesure du taux de modulation) cette composante à haute fréquence joue un rôle perturbateur et il faut l'éliminer dans les circuits qui suivent. Dans le montage de la figure *I-47* la résistance R est shuntée par la capacité C qui la court-circuite pour les courants à haute fréquence et ce défaut n'existe pas.

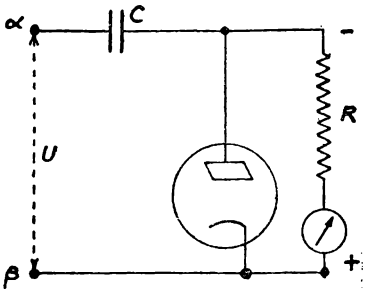


FIG. I-50.

Voltmètres électroniques à détection par la grille. — Ces voltmètres se composent essentiellement d'un tube triode, ou équivalent, fonctionnant en détecteur par la grille conformément à l'un des schémas classiques représentés en « *a* » et « *b* » sur la figure *I-51*. La tension à mesurer est connectée dans une coupure $\alpha\beta$ du circuit de grille et l'appareil de mesure est constitué par un ampèremètre sensible à courant continu connecté dans le circuit de plaque du tube.

Ces voltmètres sont en fait la combinaison en un seul appareil d'un voltmètre à valve et d'un amplificateur à courant continu. La fonction voltmètre est remplie par les circuits grille-cathode, représentés en traits forts sur les

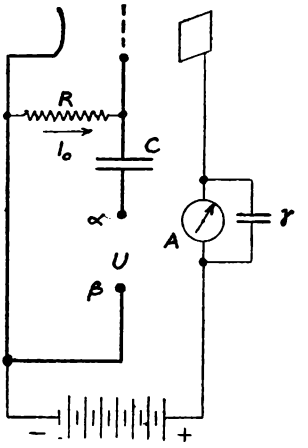


FIG. I-51 *a*.

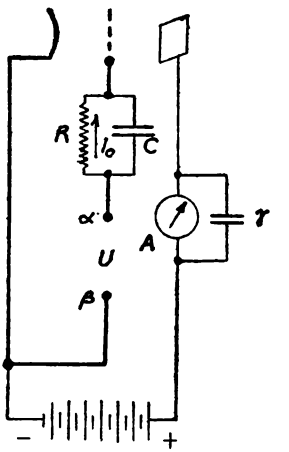


FIG. I-51 *b*.

figures *I-51-a* et *b* qui sont respectivement identiques aux schémas des figures *I-50* et *I-47*. Dans les deux cas, on trouve entre grille et cathode :

a) Pour une tension non modulée : $u = U \sin \Omega t$:
— une tension à haute fréquence $U \sin \Omega t$;
— une tension constante $U_0 = -RI_0 \approx -U$.

b) Pour une tension modulée : $u = U(1 + m \sin \omega t) \sin \Omega t$:
— une tension à haute fréquence égale à u ;
— une tension constante $U_0 = -RI_0 \approx -U$;
— une tension à basse fréquence $U_{BF} = -mU \sin \omega t$.

Ces trois tensions sont amplifiées par le tube et donnent naissance, dans le circuit de plaque, à trois courants ayant respectivement mêmes formes que les tensions. L'appareil de mesure *A* indique la valeur de la composante continue ; le condensateur γ le court-circuite pour les deux composantes alternatives sans intérêt dans le cas actuel.

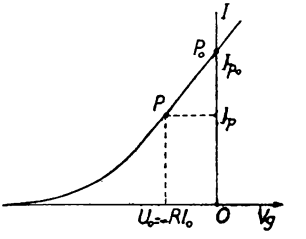


FIG. I-52.

— Le mécanisme du fonctionnement est le suivant :

a) Au repos, c'est-à-dire en l'absence de tension appliquée u, le point de fonctionnement du tube sur sa caractéristique de grille est en P_0 (fig. *I-52*), correspondant à une polarisation de grille nulle et à un courant I_{P0}.

b) Si l'on connecte en $\alpha\beta$ une tension alternative, la détection dans l'espace grille-cathode, fonctionnant en diode, provoque une chute de la ten-

sion moyenne de grille : $U_0 = -RI_0 = -U$ et le point de fonctionnement glisse sur la caractéristique de P_0 en P. — Simultanément, le courant moyen de plaque *diminue* de I_{p0} à I_p.

c) La composante utile, mesurée par l'appareil A, est la diminution du courant de plaque :

$$\Delta I = I_{p0} - I_p.$$

— En général, on utilise une capacité C faible, de l'ordre de quelques dixièmes de nanofarad (10^{-9}) et une résistance R très grande, de l'ordre du mégohm. Dans ces conditions, le courant I_0 est très faible et la détection par la grille devient sensiblement linéaire pour des tensions d'entrée de l'ordre du dixième de volt.

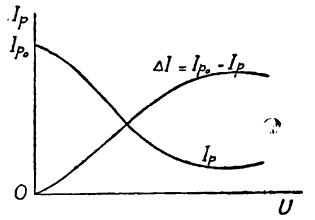


FIG. I-53.

Tant que le point de fonctionnement P reste sur la partie droite de la caractéristique de grille, le tube fonctionne en amplificatrice simple et le courant moyen de plaque I_p s'abaisse proportionnellement à la tension moyenne de grille donc à la valeur de la tension d'entrée. Il en est de même de la déviation du milliampèremètre A et l'on obtient un voltmètre linéaire.

Si la tension d'entrée devient assez grande pour que le point de fonctionnement atteigne le coude de la caractéristique, la détection par la plaque des oscillations à haute et à basse fréquences de la grille se superpose à l'amplification de la détection par la grille. Comme la détection par la plaque produit une augmentation du courant moyen de plaque, celui-ci diminue moins vite que la tension moyenne de grille. En définitive, et *bien que la détection par la grille reste linéaire, la déviation de l'appareil de mesure A cesse d'être linéaire;* elle affecte, en fonction de la tension à l'entrée, la forme schématisée par la figure *I-53.*

— Par leur principe même et le choix des caractéristiques de leurs circuits, les voltmètres électroniques à détection par la grille sont donc des *appareils sensibles,* si on les compare aux voltmètres à détection par la plaque et à valve examinés ci-dessus. Ils deviennent *sensiblement linéaires* à partir de tension de l'ordre du dixième de volts, mais ils se *saturent* lorsque la tension d'entrée est de l'ordre des tensions de polarisation usuelles du tube triode utilisé, c'est-à-dire de quelques volts.

L'*impédance d'entrée,* comme celle des voltmètres à valve, est très grande, mais non infinie, même à basse fréquence.

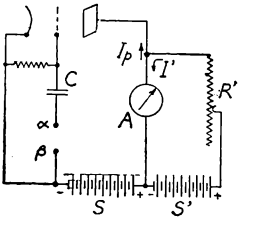


FIG. I-54.

— Un *inconvénient pratique* de ce type de voltmètre réside dans le fait que, en l'absence de tension d'entrée, l'appareil de mesure est traversé par le courant de repos I_{p0} du tube. Le zéro de la mesure ne coïncide donc pas avec le zéro mécanique du milliampèremètre et se situe en un point quelconque de la graduation, variable avec les caractéristiques du tube et les valeurs des tensions d'alimentation, donc instable. De plus, lorsqu'on applique une tension à l'entrée, le courant dans A diminue et l'aiguille se déplace sur le cadran en sens inverse du sens habituel.

Pour remédier à ces inconvénients, on compense le courant de repos I_{p0} à l'aide d'un courant auxiliaire de telle sorte que, en l'absence de tension à l'entrée, l'aiguille du milliampèremètre revienne au zéro mécanique. En outre on

croise les connexions de façon que la déviation de l'aiguille se produise dans le sens habituel (de gauche à droite) lorsque I_p diminue.

On peut par exemple réaliser la compensation à l'aide d'une source indépendante S' et d'une résistance de réglage R' (fig. *I-54*), que l'on ajuste de façon à ramener l'aiguille au zéro de la graduation.

Dans cette solution simple, la remise à zéro résulte de l'équilibre des courants débités par les deux sources séparées S et S' dans deux circuits également séparés. L'*équilibre* ainsi obtenu est à la merci des petites fluctuations des deux sources et de ce fait *assez instable;* le zéro se déplace en cours de mesure.

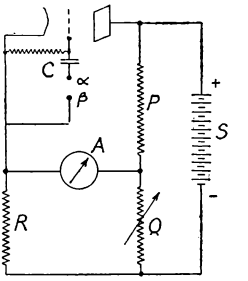


FIG. I-55.

Pour atténuer ce défaut très gênant pour les mesures, on utilise souvent des montages du type schématisé sur la figure *I-55* et n'utilisant qu'une seule source. Celle-ci est placée dans l'une des diagonales d'un pont dont trois branches sont constituées par des résistances P, Q, R et la quatrième par l'espace plaque-cathode du tube. L'appareil de mesure A est connecté dans l'autre diagonale. On réalise l'équilibre qui ramène l'aiguille à zéro en réglant l'une des résistances, par exemple Q. L'équilibre ainsi obtenu ne dépend de la tension des sources d'alimentation que par l'intermédiaire des variations de la résistance apparente du tube résultant des variations des sources ; il est de ce fait plus stable que celui de la figure *I-54.* Néanmoins, quoi qu'on fasse, il est impossible d'obtenir une compensation rigoureuse et le zéro se déplace toujours plus ou moins en cours de mesure sous l'effet des petites variations des caractéristiques des circuits.

En conséquence, avec ce genre de voltmètre, *il est indispensable* :

1° d'utiliser des organes, et en particulier des tubes, de caractéristiques très stables ;

2° de *stabiliser* le plus possible *les tensions des sources* d'alimentation ou de prévoir des organes de contrôle et de réglage permettant de les ramener à leur valeur initiale ;

3° de prévoir un organe de réglage de l'équilibre ;

4° avant toute mesure, de refaire le zéro en mettant en court-circuit les bornes $\alpha\beta$;

5° en cours de mesure, de contrôler fréquemment le zéro.

— Notons enfin que,dans les montages des figures *I-54* et *I-55,* la sensibilité de l'appareil de mesure est réduite par la présence des résistances R et R' qui le shuntent et de Q qui est connecté en série. On s'arrangera par construction pour que R et R' soient grands devant la résistance du milliampèremètre A (en courant continu), et pour que Q, donc P, soient relativement faibles.

— Sous ces réserves et celles qui ont été faites à propos des voltmètres à détection par la plaque et à valve, l'*étalonnage des* voltmètres à détection par la grille est *indépendant de la fréquence* et peut être fait en basse fréquence.

Voltmètres de crête. — Les voltmètres à valve à grande constante de temps fonctionnent pratiquement en voltmètres de crête dès l'instant où les pointes de tension sont périodiques et où la constante de temps reste très grande devant l'intervalle de temps qui sépare deux crêtes consécutives.

— Lorsqu'il s'agit de mesurer des pointes de tension *brèves et espacées* (fig. *I-56*), on est conduit à utiliser des dispositifs à très grande constante de temps et à faible capacité, donc à très grande résistance (plusieurs dizaines

de mégohms). Le courant I_0 devient trop faible pour pouvoir être mesuré directement, même en utilisant un microampèremètre ou un galvanomètre très sensible.

On peut à la limite faire $R = \infty$ et remplacer le circuit de charge RCA de la figure I-*47* par un électromètre (*fig. I-57*) qui joue à la fois le rôle de la capacité C et celui d'appareil de mesure ; mais alors la constante de temps devient prohibitive et l'appareil est pratiquement inutilisable.

On peut également utiliser comme paramètre de mesure, non pas le courant I_0, mais la chute de tension moyenne :

$$U_0 = R I_0$$

en appliquant cette tention, à travers un filtre de découplage passe bas, sur la grille d'un tube fonctionnant en amplificateur à courant continu. Nous retrouverons

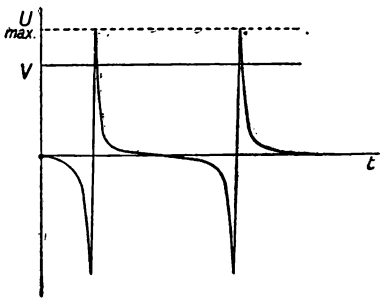


FIG. I-56.

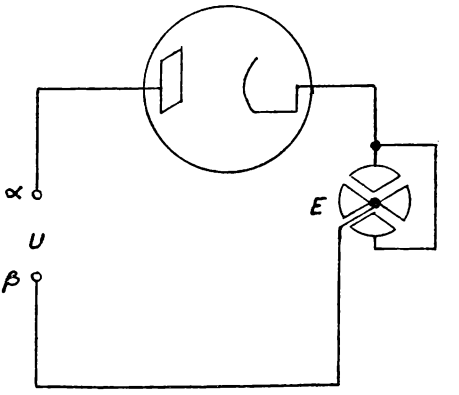


FIG. I-57.

cette disposition un peu plus loin en décrivant le voltmètre à haute fréquence usuel.

— Ces divers dispositifs ont l'avantage d'avoir un fonctionnement à lecture directe et à réglage automatique. Par contre leurs indications deviennent incertaines ou systématiquement fausses dans le cas de pointes très brèves et

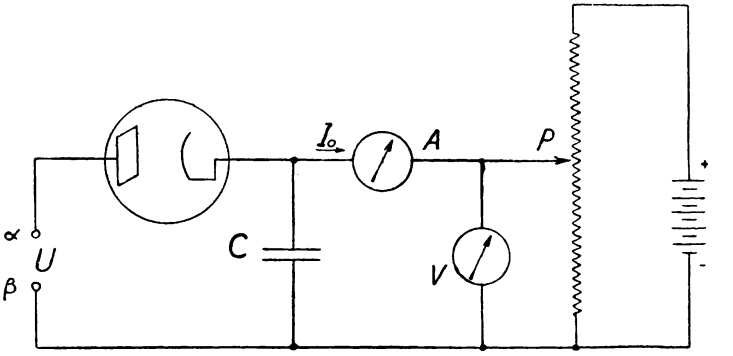


FIG. I-58.

très espacées qui sont écrêtées par la valve dont le condensateur n'a pas eu le temps de se charger. Ils sont inutilisables pour la mesure de pointes isolées.

Dans ce dernier cas, on tourne la difficulté en utilisant le montage représenté figure *I-58*. C'est un montage à détection par valve, analogue à celui de la figure *I-47*, dans lequel on a remplacé la résistance de charge R par un circuit

potentiométrique P polarisant la cathode sous une tension continue *positive*, réglable et mesurée par un voltmètre V.

Tant que la tension de polarisation reste supérieure à la valeur maximale U_{max} de la pointe à mesurer, aucun courant ne traverse le microampèremètre A qui reste au zéro. Au contraire, si elle lui devient inférieure (fig. *I-56*), la tension U débite dans la diode pendant les pointes de tension supérieure à V et le microampèremètre dévie.

On peut donc repérer la tension U_{max} en réglant le curseur P à la naissance du courant dans l'indicateur A et en lisant sur le voltmètre V la tension de polarisation correspondante V_0.

En fait, la détermination du réglage correspondant à l'apparition du courant comporte une certaine indétermination puisque, dans la région utilisée, la courbe $i = f(u)$ présente une asymptote horizontale. On est alors conduit à adopter comme *repère* une déviation de l'indicateur A correspondant à un courant I_0 très faible, mais non nul.

Lorsqu'on a réglé le curseur P pour amener l'aiguille de A sur son repère, on a dans ces conditions :

$$U_{max} = V_0 + \varepsilon$$

où ε représente la chute de tension à travers la diode nécessaire pour que les pointes de tension supérieures à V_0 débitent par unité de temps une quantité totale d'électricité égale au courant moyen I_0.

— Tant que U_{max} est grand devant ε, on a pratiquement :

$$U_{max} \approx V_0$$

L'appareil fonctionne en voltmètre de crête *linéaire* et à *lectures directes* sur le voltmètre V sans nouvel étalonnage. La précision de la mesure est d'autant meilleure que U_{max} est plus grand et ε, donc I_0 plus faibles, c'est-à-dire qu'on utilise en A un microampèremètre ou un galvanomètre plus sensible. Avec les valves usuelles et un courant de quelques microampères, ε est de l'ordre du dixième de volt.

On peut améliorer la sensibilité en remplaçant le microampèremètre A par un appareil amplificateur enregistrant les pointes de courant.

— Si la tension U_{max} s'abaisse suffisamment pour que ε ne soit plus négligeable, les lectures faites sur le voltmètre V sont erronées par défaut, d'autant plus que U_{max} est plus faible. L'appareil n'est plus linéaire et doit être étalonné au préalable dans les conditions d'utilisation à l'aide d'une tension alternative de fréquence quelconque et d'*amplitude* réglable et étalonnée.

— Avec les diodes usuelles de réception le fonctionnement devient pratiquement linéaire pour des *tensions de crête de l'ordre du volt ;* aucune limitation n'est imposée du côté des tensions élevées sous réserve des risques de disrupture.

Dans cette gamme de tension, l'appareil est *linéaire ;* son *étalonnage est direct* et *valable quels que soient le nombre, la forme et la fréquence des pointes* de tension ; sa réalisation et son utilisation sont simples.

Il peut en outre être utilisé pour la mesure d'une tension sinusoïdale et être gradué en valeurs efficaces $\left(\frac{U_{max}}{\sqrt{2}}\right)$; il fonctionne alors en voltmètre à impédance d'entrée infinie.

Son principal inconvénient est de nécessiter le réglage préalable du curseur P, ce qui est une gêne pour la facilité et la rapidité des mesures.

— On peut réaliser une variante de ce voltmètre de crête en utilisant un tube triode monté en détecteur par la plaque comme l'indique la figure *I-59 a*.

La mesure se fait en deux temps :

a) Les bornes $\alpha\beta$ étant en court-circuit, on règle le curseur P de façon à amener l'ampèremètre de plaque A sur un repère voisin du point de naissance de la caractéristique de plaque (fig. *I-59 b*). On lit la tension de polarisation correspondante V_1.

b) On intercale en $\alpha\beta$ la tension à mesurer et on abaisse la polarisation à

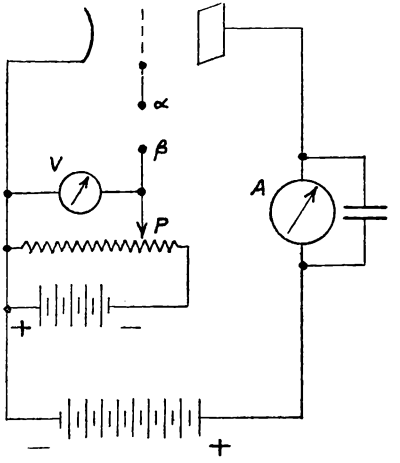


FIG. I-59 *a*.

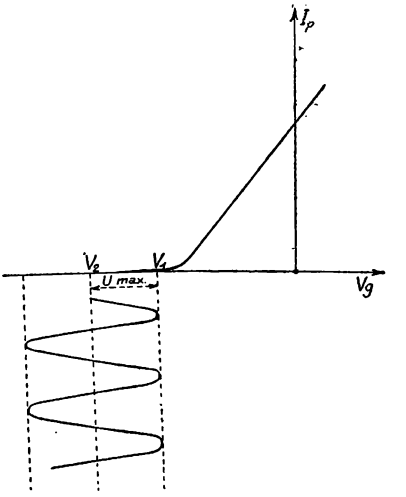


FIG. I-59 *b*.

l'aide du curseur P de façon à ramener l'aiguille de l'ampèremètre sur son repère, ce qui a lieu lorsque les crêtes de la tension inconnue affleurent sensiblement la tension initiale V_1 (à la tension de déchet ε près).

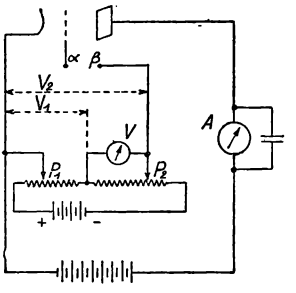


FIG. I-60.

On lit la nouvelle valeur V_2 de la tension de polarisation et on en déduit avec les mêmes restrictions que ci-dessus :

$$U_{max} = V_2 - V_1.$$

Pour faciliter la mesure, on peut réaliser la polarisation à l'aide d'un potentiomètre à deux curseurs (fig. *I-60*) qui permettent de régler séparément la tension de polarisation initiale V_1 (P_1) et la tension V_2 (P_2). On lit alors directement sur le voltmètre V la différence :

$$V = V_2 - V_1$$

— Les résultats obtenus sont analogues à ceux qui ont été précisés pour les voltmètres à valve. Toutefois, la caractéristique de plaques d'un tube étant moins incurvée que celle d'une diode, la précision de la mesure pour les faibles tensions est moindre qu'avec un voltmètre à valve et la région incurvée de la courbe d'étalonnage plus étendue.

Voltmètres de creux. — Ces voltmètres servent à mesurer la tension de creux U_c, ou tension minimale, d'une tension *ondulée* quelconque mais *toujours de même signe* (fig. *I-61*). Ils se composent des mêmes éléments que le voltmètre de crête de la figure *I-58*, à cette seule différence près que la polarité

de la diode (et par suite celle du microampèremètre A) est inversée (fig. *I-62*). La tension à étudier est appliquée entre les bornes $\alpha\,\beta$ avec la polarité indiquée sur la figure.

Dans ces conditions, le courant ne peut exister dans le microampèremètre que si la tension de polarisation V est supérieure à U_c. On mesure donc U_c

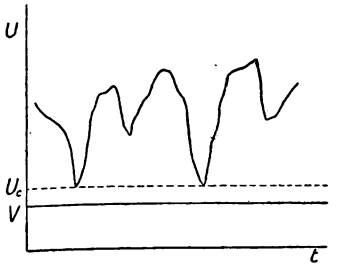


FIG. I-61.

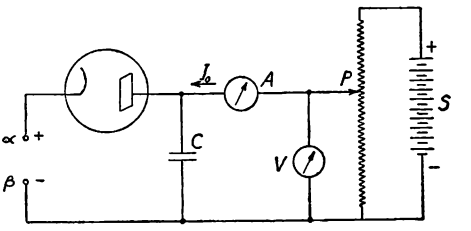


FIG. I-62.

comme pour un voltmètre de crête, en réglant le curseur P à la naissance du courant. On lit directement U_c sur le voltmètre V.

— On obtiendrait le même résultat sans inverser la diode en inversant les polarités de la source S et de la tension inconnue branchée en $\alpha\,\beta$.

Influence du courant résiduel des diodes. — Si l'on ferme une diode en court-circuit en reliant l'anode à la cathode par un fil extérieur ne *contenant aucune source de courant*, on constate l'existence d'un *courant résiduel* qui traverse le tube dans le sens habituel (plaque → cathode). Cet effet, dû à la vitesse initiale des électrons émis par la cathode, est relativement accentué dans

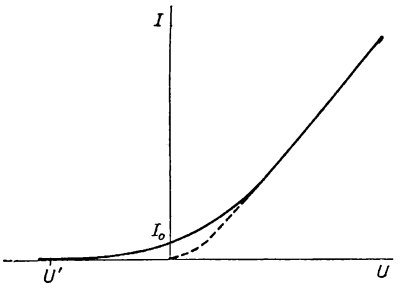


FIG. I-63 *a*.

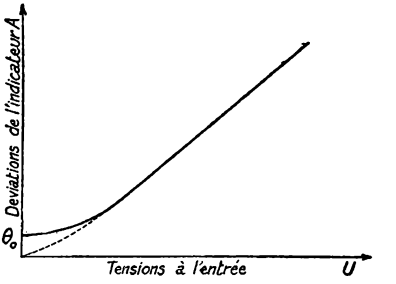


FIG. I-63 *b*.

les petites diodes de réception servant à la réalisation des voltmètres à valve pour tensions moyennes et dont les électrodes sont à faibles distances les unes des autres. La caractéristique statique des diodes affecte alors l'aspect schématisé par la courbe en trait plein de la figure *I-63-a*, au lieu de l'aspect théorique représenté en pointillé et, pour annuler pratiquement le courant, il faut appliquer sur la plaque une *tension négative* U' qui est en général de l'ordre du volt.

— Le courant résiduel se superpose au courant détecté et perturbe les mesures. En particulier, dans le cas des voltmètres à valve des types représentés sur les figures *I-50* et *I-47*, il déplace le zéro de l'appareil de mesure qui ne revient pas au zéro mécanique lorsque la tension U à l'entrée s'annule (bornes $\alpha\,\beta$ en court-circuit). Il accentue donc la courbure à l'origine de la courbe d'étalonnage de l'appareil qui prend l'aspect schématisé sur la figure *I-63-b*. La sensibilité du voltmètre pour les faibles tensions est considérablement réduite ; de plus

elle devient fonction du courant résiduel, donc du chauffage de la cathode, et le fonctionnement de l'ensemble devient instable ; en particulier le zéro électrique θ_0 de l'appareil de mesure A se déplace.

On peut supprimer en principe l'influence néfaste du courant résiduel en connectant le microampèremètre A dans un montage différentiel qui permet de ramener son aiguille à zéro lorsque les bornes ab sont en court-circuit.

Pour améliorer la stabilité du réglage qui est sous la dépendance des fluctuations de la source de chauffage, on réalise souvent la compensation à l'aide d'un circuit auxiliaire, du type représenté (fig. *I-64*), constitué par une diode à

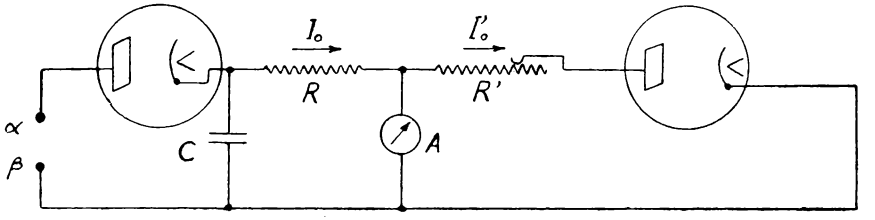


FIG. I-64.

chauffage indirect *identique à la diode utilisée*, montée en série avec une résistance réglable R', du même ordre que la résistance de charge R, agissant sur le microampèremètre A en sens contraire, et *chauffée par la même source* que la diode détectrice de façon à réaliser une compensation automatique des perturbations dues aux variations de la source de chauffage. La stabilité de l'appareil de mesure est ainsi grandement améliorée, mais la perturbation n'est pas complètement éliminée en général car il est à peu près impossible de trouver deux tubes rigoureusement identiques. Le résultat serait meilleur en utilisant une duo-diode à circuit de chauffage commun dans lequel les régimes thermiques des deux cathodes seraient plus voisins.

— Dans le cas du voltmètre de crête de la figure *I-58* le courant disparaît dans le microampèremètre A, non pas lorsque la tension V devient égale à la tension de crête U_{max}, mais lorsqu'elle dépasse celle-ci d'une quantité U' égale à la contre-tension négative qu'il faut appliquer sur la plaque de la diode utilisée pour annuler le courant résiduel.

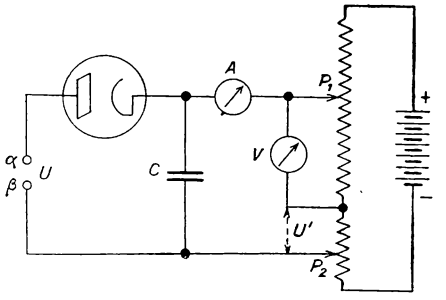


FIG. I-65.

On a alors :

$$V = U_{max} + U'.$$

L'étalonnage est donc systématiquement faussé d'une quantité fixe U', de l'ordre du volt, qui introduit une cause d'erreur importante pour la mesure des faibles tensions.

On peut en tenir compte par une mesure directe de U' effectuée au préalable sur la diode, ou par un étalonnage dans les conditions d'emploi à l'aide d'une tension connue à basse fréquence ou continue.

On peut également réduire l'erreur en compensant la tension de polarisation U' par une contre-tension fixe préalablement réglée de façon à annuler le courant résiduel de la diode (fig. *I-65*) pour $U = 0$.

— Dans le cas où l'on opère en *tension sinusoïdale*, il est plus simple et plus correct de s'appuyer sur la remarque suivante :

Si l'on relève les valeurs de la tension de polarisation V en fonction de l'amplitude U de la tension appliquée correspondant à diverses valeurs du courant I_0 dans l'indicateur A, on obtient un réseau de courbes qui se présentent comme l'indique la figure *I-66*. Toutes ces courbes sont pratiquement linéaires dès que la tension U est suffisamment grande ; mais l'une d'elles, correspondant à une

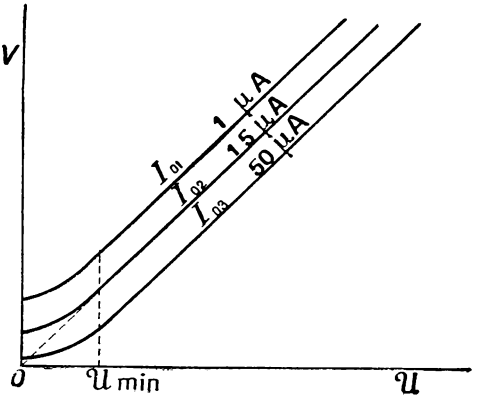


FIG. I-66.

valeur particulière et bien définie I_{02} du courant dans A, passe par l'origine des coordonnées.

Dès lors, en ajustant le potentiomètre P, non pas pour annuler le courant I_0 dans A, mais pour l'amener à la *valeur particulière* I_{02}, la tension lue V est rigoureusement proportionnelle à U, dès que U atteint et dépasse la valeur résiduelle U_{min}.

Dans le cas d'une diode usuelle du type 6AL5, on a pratiquement :

$$I_{02} = 15\ \mu A$$
$$U_{min} \approx 0{,}7\ V$$
$$V = 0{,}97\ U$$

Comme la diode fonctionne ici en régime exponentiel, ce mode de fonctionnement particulier peut facilement s'analyser pour le calcul.

Causes de perturbations en haute fréquence. — Comme pour tous les autres appareils examinés ci-dessus, le fonctionnement des voltmètres électroniques aux très hautes fréquences est perturbé par les capacités et inductances parasites.

Pour fixer les idées, nous analyserons le cas du voltmètre à valve représenté sur la figure *I-47*. En tenant compte des effets parasites négligés plus haut, le schéma complet de l'appareil prend la forme de la figure *I-67*.

Les fils de connexions ont une inductance L et une résistance r ; une capacité γ_1, représentant les capacités à la masse des connexions et de la plaque de la valve, shunte le circuit d'entrée AD ; enfin la valve est shuntée par la capacité plaque-cathode γ_2.

— L'ensemble des inductances L et des capacités du circuit $\left(\gamma_1 + \frac{C\gamma_2}{C+\gamma_2}\right)$ peut entrer en *résonance* sur la fréquence de la tension à mesurer *ou sur celle d'un de ses harmoniques*. A ce moment, la tension V appliquée à l'entrée AD du voltmètre peut devenir très supérieure à la tension U à mesurer et appliquée à l'autre extrémité des connexions. Cette cause d'erreur est de beaucoup la plus grave et la plus fréquente ; elle apparaît systématiquement aux fré-

quences supérieures de la gamme radioélectrique, par exemple 100 à 300 MHz, si l'on ne prend pas la précaution fondamentale de connecter le voltmètre aux bornes entre lesquelles on veut mesurer la tension U à l'aide de *connexions très courtes*. En désignant par L et C l'ensemble des inductances et capacités du circuit d'entrée, on a :

$$V = \frac{U}{1 - LC\omega^2} = \frac{U}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2},$$

f_0 étant la fréquence de résonance du circuit d'entrée. Pour que l'erreur de mesure reste inférieure à 1 %, il faut que celle-ci soit au moins 10 fois plus grande que la fréquence de travail.

D'autre part, les capacités γ_2 et C en série constituent un diviseur de tension. Si la capacité γ_2 de la valve reste très faible devant C, le point B est pratique-

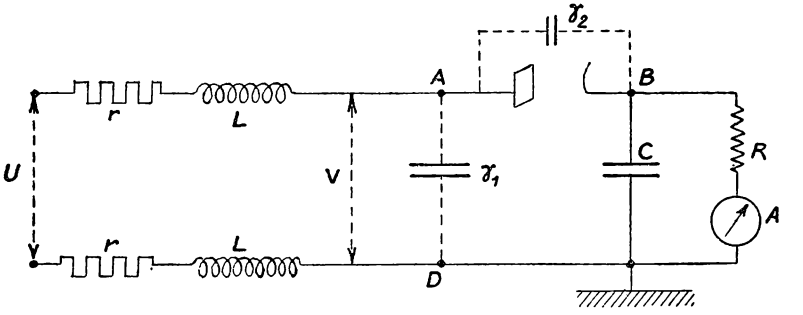


FIG. I-67.

ment au potentiel de la masse pour la haute fréquence et la différence de potentiel à l'entrée V se trouve reportée entre les armatures AB de la diode.

Si au contraire γ_2 était du même ordre que C, la tension V' appliquée sur diode serait plus faible que la tension à l'entrée :

$$V' = V\frac{C}{C + \gamma_2}$$

et la déviation du microampèremètre A est réduite.

— Enfin, pour que le fonctionnement de la valve sous la tension V' soit correct, il faut que le temps de parcours des électrons à travers l'espace cathode-plaque (temps de transit) reste faible devant la période de la tension mesurée. Dans le cas contraire, le courant débité à travers la diode (I_0) diminue à mesure que la fréquence augmente et finirait par s'annuler si le temps de transit devenait grand devant la période. A ce moment, en effet, les électrons émis par la cathode n'auraient pas le temps d'atteindre la plaque au cours d'une alternance positive de la tension anodique.

— En conclusion, pour que l'étalonnage effectué à basse fréquence reste valable aux très hautes fréquences, il faut :

a) utiliser des diodes à très faibles capacités internes, donc comportant des électrodes de très petites dimensions ;

b) faire en sorte que le temps de transit soit très faible, et par suite utiliser des diodes à très faible distance anode-cathode ;

c) réaliser des connexions extrêmement courtes.

— En pratique, pour les mesures aux très hautes fréquences, on utilise des diodes spéciales de très faibles dimensions. En outre, la valve et ses accessoires

traversés par des courants à haute fréquence sont logés dans un *boîtier de faibles dimensions*, que l'on peut *amener à proximité immédiate* des bornes entre lesquelles on veut mesurer la tension et que l'on relie à ces bornes par des *connexions très courtes de l'ordre du centimètre.*

Moyennant ces précautions, les appareils usuels de ce type permettent d'effectuer des mesures jusqu'à 300 MHz (1 m) avec des erreurs de quelques centièmes seulement.

Étalonnage en haute fréquence. — Dans les limites où leur fonctionnement peut être regardé comme indépendant de la fréquence, les voltmètres à tube et à valve peuvent être étalonnés à basse fréquence, par comparaison avec un voltmètre étalon quelconque, *à condition d'utiliser une tension de référence bien sinusoïdale.*

Dans le cas des voltmètres à valve (ou à détection par la grille), il ne faut pas oublier que la période du courant d'étalonnage doit rester petite devant la constante du temps CR du circuit de détection ; il faut donc, pour ne pas introduire une erreur d'étalonnage systématique qui peut être importante :

a) soit choisir la fréquence d'étalonnage assez élevée ;

b) soit, si l'on se trouve conduit à opérer à une fréquence trop basse, connecter en parallèle sur le condensateur C de la valve un condensateur auxiliaire, à très grand isolement, et de capacité suffisante pour que sa réactance à la fréquence d'étalonnage soit négligeable devant la résistance de charge R.

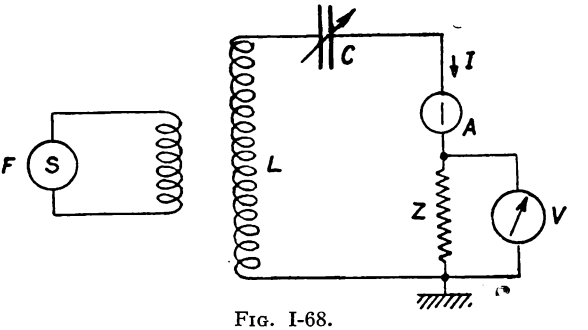


FIG. I-68.

— Toutes les fois que la valeur de la fréquence peut avoir une influence quelconque sur le fonctionnement de l'appareil, ou lorsqu'on veut précisément vérifier l'indépendance en fonction de la fréquence, il est indispensable d'effectuer l'étalonnage à la fréquence d'utilisation. En outre, il convient d'utiliser une *tension bien sinusoïdale* de façon à éliminer les perturbations inconnues dues aux harmoniques. La vérification peut s'effectuer simplement par comparaison avec un voltmètre de référence convenablement étudié et réalisé.

On peut aussi opérer en s'inspirant des considérations développées à propos de l'étalonnage en haute fréquence des ampèremètres (fig. *I-39*) et de la mesure des courants intenses par la méthode de l'impédance étalonnée (fig. *I-42*), et *en prenant les mêmes précautions de montage.*

Une source S, fournissant un courant à la fréquence d'étalonnage, est couplée à un circuit oscillant LC, en résonance, fonctionnant en filtre épurateur d'harmoniques. En série dans ce circuit (fig. *I-68*) on connecte, le plus près possible l'un de l'autre et en un point équipotentiel de la masse, une impédance étalonnée Z et un thermoélément ou fil incandescent A permettant la mesure précise du courant I qui traverse l'impédance Z. Le voltmètre à étalonner est branché aux bornes de Z; pour chaque valeur de I on calcule la tension V aux bornes du voltmètre par :

$$V = ZI$$

L'impédance Z peut être un condensateur de bonne qualité, de capacité bien définie et connue, réalisé comme il a été dit pour la mesure des courants intenses (fig. *I-42*, p. 52). On a alors :

$$V = \frac{I}{C\Omega}$$

sous réserve que l'impédance d'entrée du voltmètre étudié soit très grande devant la réactance du condensateur C. Dans le cas contraire, il faudrait en tenir compte dans l'expression de l'impédance apparente Z de l'ensemble.

Exemple de réalisation pratique. — La General-Radio a réalisé pour les mesures en haute fréquence un voltmètre électronique, reposant sur les principes énoncés ci-dessus, qui se présente au point de vue de l'utilisation pratique sous l'aspect d'un voltmètre usuel à sensibilités multiples et qui est devenu le prototype des voltmètres de cette catégorie.

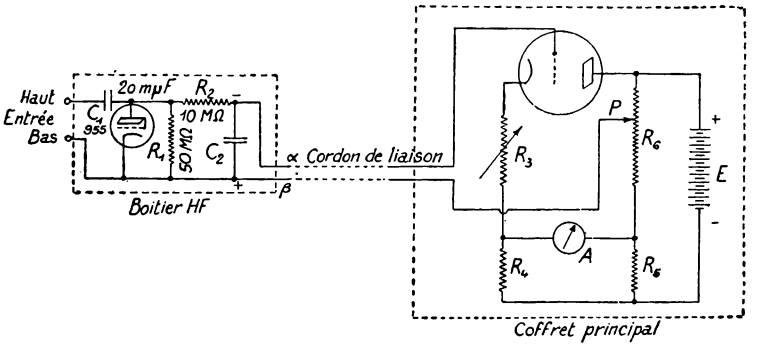


FIG. I-69.

Cet appareil, schématisé sous sa forme initiale par la figure *I-69*, comporte deux parties distinctes :

a) un boîtier mobile, de faibles dimensions, contenant tous les éléments à haute fréquence et détecteurs ;

b) un coffret principal fixe, renfermant l'appareil de mesure A, un amplificateur à courant continu et les organes d'alimentation.

Les deux parties sont reliées par un cordon souple, de longueur suffisante pour permettre de placer facilement la tête à haute fréquence à proximité immédiate du circuit à mesurer, et servant uniquement de *liaison statique sous tension continue.*

— Le boîtier à haute fréquence renferme les éléments d'un voltmètre à valve, du type schématisé sur la figure *I-50*, équipé avec un triode gland 955 monté en diode. La résistance de charge R_1 est très élevée (50 M Ω) de façon à faire fonctionner l'appareil en voltmètre de crête à caractéristique pratiquement linéaire. Un filtre passe bas R_2C_2 élimine les composantes alternatives du courant détecté et reporte sur le cordon de liaison $\alpha\beta$ une *tension continue* pratiquement *égale à la tension de crête* à mesurer.

L'entrée s'effectue sur des bornes ou fiches à faibles capacités, disposées à l'extrémité du boîtier mobile, et repérées :

a) « Low », « bas » ou « masse » pour la borne reliée à la masse de l'appareil et qu'il faut connecter à la masse du circuit fournissant la tension à mesurer.

b) « High » ou « haut » pour la borne reliée à la capacité de détection C_1.

— L'amplificateur à courant continu a pour fonction de mesurer *sans la faire débiter*, la tension détectée continue qui lui est transmise par le cordon de liaison $\alpha\beta$. Il est du type à contre-réaction totale schématisé sur la figure *I-70* et caractérisé par la mise en circuit dans la cathode d'une résistance R_3 de grande valeur. La grille est primitivement polarisée sous une tension *positive* U_1 constante, de l'ordre de grandeur de la tension maximale à mesurer avec l'échelle de sensibilité utilisée ; la cathode se trouve alors polarisée positivement sous une tension positive U_2, de l'ordre de grandeur de U_1 et le courant de repos du tube, mesuré par le milliampèremètre A inséré dans le retour de cathode, a pour valeur $I_0 = \frac{U_2}{R_3}$. La tension U à mesurer est intercalée dans le circuit de grille en $\alpha\beta$ avec la polarité indiquée sur la figure ; elle agit en opposition avec la polarisation U_1 et produit une *diminution* ΔI du courant I.

En vertu des propriétés d'un tube à contre-réaction totale (cathode asservie), la variation U de la tension de grille se trouve pratiquement reportée sur la cathode et la variation du courant est alors liée à U par la relation simple :

$$\Delta I = \frac{U}{R_3\left(\frac{\mu+1}{\mu} + \frac{\rho}{\mu R}\right)} \simeq \frac{U}{R_3}.$$

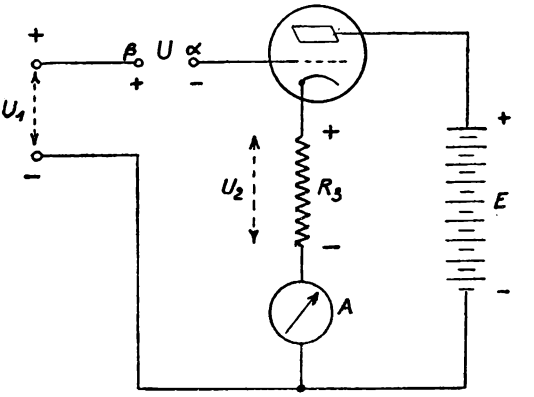


FIG. I-70.

Ces dispositions donnent à l'appareil les propriétés pratiques suivantes :

a) La déviation de l'appareil de mesure est pratiquement proportionnelle à la tension appliquée en α β.

b) La sensibilité est sensiblement indépendante des caractéristiques du tube.

c) En choisissant R_3 en conséquence, on peut appliquer sans inconvénient sur la grille une tension inconnue de valeur quelconque (150 à 200 V par exemple). De ce fait on peut se dispenser d'utiliser un réducteur potentiométrique pour la mesure des tensions élevées, quelle que soit la polarisation de coupure du tube utilisé.

d) La sensibilité peut être modifiée à volonté par le simple changement de valeur de la résistance R_3 et de la polarisation initiale U_1 correspondante.

e) Le courant dans le milliampèremètre A est limité automatiquement aux valeurs comprises entre I_0 et 0. Il ne peut donc y avoir aucune surcharge possible, quelle que soit la valeur de la tension à mesurer, donc aucun risque de détérioration par suite d'une fausse manœuvre.

f) La position de repos de l'appareil de mesure A correspond à son élongation maximale et sa déviation, sous l'action de la tension à mesurer, est inverse du sens habituel.

— Pour éliminer cette dernière propriété qui est une gêne pour l'utilisation pratique, le milliampèremètre A est intercalé dans un dispositif en pont analogue à celui qui a été décrit pour le voltmètre à détection par la grille (fig. *I-55*).

— L'appareil réalisé par la General-Radio comporte 5 gammes correspondant aux sensibilités 1,5-5-15-50 et 150 V.

La commutation est réalisée par un contacteur qui donne à la résistance R_3 5 valeurs appropriées. Pour chaque gamme la polarisation initiale U_1, donc le zéro de l'ampèremètre, est réglée par le curseur du potentiomètre P. Pour faciliter l'utilisation pratique, l'appareil comporte 5 curseurs P (fig. *I-69*) permutés par le commutateur de gammes et ajustés de telle sorte que, pour chacune des sensibilités de l'appareil, le courant de repos I_0, donc le réglage du zéro de l'indicateur, restent sensiblement les mêmes. Une manette de réglage du zéro, non représentée sur la figure *I-69* pour ne pas compliquer le dessin, permet de parfaire ce réglage ; grâce aux ajustages préalables des curseurs P, elle conserve une position sensiblement constante pour toutes les sensibilités.

Les lectures sont faites sur un milliampèremètre A, portant 5 échelles correspondant aux 5 sensibilités et graduées en *valeurs efficaces* (0,707 U_{max}) dans l'hypothèse d'une tension d'entrée *sinusoïdale*. Dans le cas d'une tension non sinusoïdale, l'appareil, qui est essentiellement un *voltmètre de crête*, mesure en réalité avec une certaine approximation la crête de tension et l'étalonnage en valeur efficace comporte une erreur qui croît avec le taux de distorsion harmonique. *Si la tension mesurée n'est pas symétrique, la lecture diffère lorsqu'on croise les connexions de liaison du voltmètre.*

L'étalonnage en tension sinusoïdale est *indépendant de la fréquence* à 1 % près entre 20 Hz et 50 MHz.

Aux fréquences supérieures, l'indication de l'appareil devient fonction de la longueur et de la disposition des connexions et *augmente* à mesure qu'on approche de la fréquence de résonance. Dans le voltmètre initial de la General-Radio, celle-ci se produit à 380 MHz lorsque les fiches du boîtier *HF* sont en place ; elle est reportée à 500 MHz lorsque celles-ci sont retirées. A 100 MHz et sans les fiches, l'erreur d'étalonnage est voisine de 4 % ; au-delà de cette valeur elle croît rapidement. *Dans les appareils modernes*, la fréquence de résonance peut atteindre et dépasser largement 1 000 MHz.

Dans toute la gamme de fréquence d'utilisation, l'*impédance d'entrée* peut être schématisée par une résistance de 5 MΩ shuntée par une capacité de 6 pF.

La tête du voltmètre (boîtier HF) et son cordon de liaison peuvent être rangés dans un logement du coffret principal, spécialement aménagé à cet effet, et tel que les fiches « High-Low » se trouvent connectées à 2 bornes « High-Low » fixées sur le panneau supérieur. Cette disposition permet d'utiliser l'appareil comme un voltmètre ordinaire dans la gamme des basses fréquences pour lesquelles les connexions peuvent avoir une longueur et une disposition quelconques.

L'ensemble est à alimentation directe par un réseau alternatif à 50 ou 60 Hz.

Voltmètres compensés. — Dans le dispositif simple représenté sur la figure *I-69*, le zéro de l'appareil de mesure, c'est-à-dire la position de l'aiguille lorsqu'on n'applique aucune tension alternative à l'entrée, dépend :

a) du courant de repos $I_0 = \frac{U_2}{R_3}$ du tube amplificateur ;

b) de la tension de repos de la grille de ce tube, elle-même imposée par le courant résiduel de la diode.

Ces deux courants pouvant varier avec le vieillement des tubes ou les valeurs des tensions d'alimentation, le zéro est parfois instable et il est nécessaire de le réajuster fréquemment. Pour éliminer cet inconvénient, on a réalisé des dispositifs, identiques au montage de la figure *I-69* dans leur principe, mais utilisant des circuits compensés qui éliminent l'influence des courants de repos des tubes sur le zéro de l'indicateur. Dans ces dispositifs, la diode simple de

la figure *I-69* est remplacée par un montage différentiel du type représenté sur la figure *I-64*. De même le tube amplificateur simple est remplacé par un montage symétrique à deux tubes identiques attaquant en différentiel le milliampèremètre *A*.

On obtient ainsi des appareils très stables.

Mesures des tensions non sinusoïdales. — Dans tout ce qui précède nous avons admis en principe que les tensions à mesurer étaient sinusoïdales, auquel cas il y a toujours des relations simples entre l'amplitude U de la tension, sa valeur efficace $\frac{U}{\sqrt{2}}$ et sa valeur moyenne $\frac{2}{\pi}U$ et la discussion du fonctionnement des divers types de voltmètres ne comporte aucune difficulté.

En réalité, le plus souvent, on se trouve en présence de tensions périodiques mais non sinusoïdales, décomposables en une somme de tensions sinusoïdales de la forme :

$$u = U_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + U_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + U_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots + U_n \sin(n\omega t + \varphi_n).$$

Les tensions de ce type sont représentées par des courbes de formes plus ou moins complexes suivant l'importance et le rang des termes harmoniques. Elles peuvent être symétriques (deux alternances identiques) lorsque les harmoniques pairs sont nuls ; elles peuvent devenir au contraire dissymétriques (deux alternances de formes différentes) si les harmoniques pairs sont importants.

La mesure de telles tensions, à l'aide des voltmètres étudiés ci-dessus et préalablement *étalonnés* en *tension sinusoïdale*, devient en général assez incertaine dès que les harmoniques deviennent appréciables, car l'influence de ces derniers sur la position de l'indicateur varie avec le type de voltmètre utilisé et les conditions d'emploi.

Examinons à ce point de vue les divers voltmètres qui précèdent.

— Dans le cas simple d'un *électromètre* ou d'un *voltmètre thermique* la déviation de l'indicateur est proportionnelle à la valeur moyenne du carré de la tension ; elle mesure donc la tension efficace :

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{U_{1\,\text{eff}}^2 + U_{2\,\text{eff}}^2 + \cdots + U_{n\,\text{eff}}^2} = U_{1\,\text{eff}}\sqrt{1 + K^2}$$

où K désigne le taux d'harmoniques de la tension mesurée, soit (chap. III, § *C* 4°, p. 243) :

$$K = \frac{\sqrt{U_{2\,\text{eff}}^2 + U_{3\,\text{eff}}^2 + \cdots + U_{n\,\text{eff}}^2}}{U_{1\,\text{eff}}}.$$

Ce résultat est tout à fait général et valable quelle que soit la forme de la tension.

Si le taux d'harmoniques K est faible, par exemple inférieur à 10 %, la grandeur mesurée coïncide pratiquement avec le terme fondamental U_1 ; s'il devient plus important la tension mesurée croît comme $\sqrt{1 + K^2}$.

Des résultats comparables sont obtenus avec un *voltmètre électronique* à détection *quadratique* (p. 54) ; mais il ne faut pas oublier que dans le montage simple de la figure *I-44* le milliampèremètre inséré dans la plaque mesure seulement la valeur moyenne du carré de la tension *pendant l'alternance positive* de la tension étudiée, l'alternance négative n'intervenant pas.

Si les deux alternances sont symétriques, l'appareil mesure donc en fait la tension efficace U_{eff}. Il n'en est plus de même si les deux alternances sont dissymétriques, la déviation de l'indicateur devenant différente suivant l'alter-

nance redressée. Dans ce cas, la tension mesurée par le voltmètre varie lorsqu'on inverse la polarité de la tension à mesurer et la mesure n'a plus de sens. Pour atteindre la valeur efficace réelle de la tension, il faut alors utiliser le dispositif à deux tubes détecteurs quadratiques symétriques, indiqué page 54, qui enregistre la valeur moyenne du carré de la tension pendant la période entière, moyennant quoi on retrouve des résultats symétriques comparables à ceux de l'électromètre.

— Dans le cas d'un voltmètre à *valve* à *faible constante de temps* (p. 58, § *a*) l'appareil mesure seulement le terme fondamental ; s'il a été étalonné en valeur efficace sous tension sinusoïdale, il donne pratiquement par lecture directe la valeur efficace du terme fondamental, malgré la présence des harmoniques. De ce fait, son fonctionnement reste symétrique quelle que soit la forme de la tension étudiée.

Dans celui d'un *voltmètre de crête*, au contraire, tel que celui qui est décrit ci-dessus, page 66, le voltmètre de contrôle V mesure la valeur de la crête de l'alternance positive. Si la tension étudiée n'est pas symétrique, le chiffre relevé peut varier dans des proportions considérables, par exemple du simple au double, quand on inverse la polarité de la tension inconnue.

Enfin, dans le cas d'un *voltmètre à valve à grande constante* de temps du type décrit page 59, § *b*, on obtient des résultats intermédiaires entre ceux d'un voltmètre de crête et ceux d'un voltmètre à valve à faible constante de temps suivant la grandeur de R et les valeurs relatives de la constante de temps CR et de la période T de la tension à mesurer. Les résultats sont alors assez incertains et fonctions de la polarité si la tension étudiée est distordue. En mettant en parallèle sur une *même* source non sinusoïdale deux voltmètres à valve, de caractéristiques différentes et préalablement étalonnés sur une même tension sinusoïdale, il n'est pas rare d'obtenir des lectures tout à fait disparates, variables d'ailleurs avec la polarité des connexions. Surtout si l'un des voltmètres est susceptible *d'entrer en résonance* sur un *harmonique* de la tension.

— En définitive, quand on veut mesurer une tension périodique comportant une distorsion harmonique importante, le choix du voltmètre est loin d'être indifférent et l'interprétation du résultat de la mesure nécessite une discussion précise des conditions de fonctionnement. Dans le cas du voltmètre à valve usuel (General-Radio), fonctionnant pratiquement en voltmètre de crête, les mesures perdent souvent toute signification et il faut être très prudent dans leur interprétation.

— Pour effectuer une mesure qui ait un sens bien net, une bonne solution consiste à évaluer séparément les valeurs du terme fondamental U_1 et des divers harmoniques (U_2, U_3, U_n).

On peut à cet effet (ch. III, § C 4°) :

a) soit mesurer séparément les valeurs des divers termes, fondamental et harmoniques, c'est-à-dire faire l'*analyse harmonique* complète de la tension ;

b) soit mesurer la valeur efficace du terme fondamental seul et évaluer l'importance de la *distorsion harmonique globale* en mesurant le taux d'harmoniques.

— Dans les deux cas, la mesure du terme fondamental, ou des harmoniques, peut être faite à l'aide d'un *voltmètre sélectif*, accordé sur la fréquence du terme à évaluer, et *étalonné à cette fréquence en tension sinusoïdale.*

Pour une tension à fréquence musicale, on peut utiliser par exemple un analyseur d'onde de l'un des types décrits au chapitre III (p. 225 et 226).

Pour une tension à fréquence radioélectrique, la solution la plus simple consiste à utiliser un récepteur, accordé sur la fréquence de la tension, et comportant dans le circuit détecteur un indicateur du niveau de sortie.

L'étalonnage s'effectue pour chaque mesure en substituant à la tension inconnue une tension sinusoïdale, de même fréquence que la tension inconnue et dont on règle le niveau pour obtenir le même effet sur le voltmètre. Cette méthode de double pesée, commune à toutes les mesures dans lesquelles on utilise un amplificateur, permet de s'affranchir des instabilités d'amplification de l'amplificateur qui ne joue plus que le rôle d'organe de comparaison. Il suffit, pour que la mesure soit correcte, que l'amplificateur reste stable pendant le temps relativement court des mesures.

2° Mesures des faibles tensions.

Principe. — On entend par cette dénomination les tensions inférieures à la gamme moyenne définie ci-dessus, donc inférieures pratiquement à 0,1 V (100 mV) et pouvant descendre jusqu'à des valeurs très faibles de l'ordre du microvolt et en dessous. On est amené à considérer et mesurer de telles tensions, par exemple, lorsqu'on veut déterminer la sensibilité d'un récepteur ou d'un écouteur et, d'une façon générale, toutes les fois qu'on met en œuvre un amplificateur.

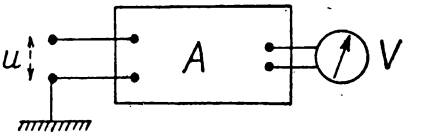


FIG. I-71.

En principe, les voltmètres de cette catégorie sont essentiellement la combinaison d'un amplificateur *A* et d'un voltmètre *V* de l'un des types étudiés ci-dessus (fig. *I-71*). L'ensemble se comporte comme un voltmètre amplificateur ayant pour impédance d'entrée celle de l'amplificateur. En règle générale, on entre sur la grille d'un tube de façon à avoir une impédance de grande valeur.

— L'amplificateur est quelconque *a priori*, pourvu qu'il soit *stable, fidèle, linéaire* et adapté à la fréquence de la tension à mesurer.

Pour la mesure des *tensions à basse fréquence* (fréquence musicale) on emploie généralement des amplificateurs *apériodiques* du type à résistances. Ce choix s'impose en particulier pour certaines mesures, telles que celle du taux d'harmoniques, qui nécessitent d'amplifier également le terme fondamental et ses harmoniques.

Pour la mesure des *tensions à fréquence élevée*, on utilise en général un *amplificateur à résonance* accordé sur la fréquence de la tension à mesurer.

Dans ce cas, l'appareil fonctionne en voltmètre sélectif et n'enregistre que la composante de la tension sur laquelle on l'accorde ; si la tension n'est pas sinusoïdale, on peut mesurer séparément le terme fondamental et ses divers harmoniques.

— Le voltmètre a pour fonction de mesurer le niveau du signal à la sortie de l'amplificateur. Il est quelconque *a priori ;* cependant son type peut dépendre de la mesure à effectuer. Si l'on désire une *échelle linéaire*, par exemple pour la mesure d'une tension sinusoïdale, on pourra utiliser à la sortie un *voltmètre à valve* ou un indicateur de courant à redresseur à oxyde. Si au contraire on veut mesurer la *valeur efficace* d'une tension déformée, par exemple pour la détermination du taux de distorsion harmonique, on devra utiliser un voltmètre *quadratique* tel qu'un voltmètre à tube à détection par la plaque.

Étalonnage. — Emploi pratique. — Pour étalonner un tel ensemble, il faut appliquer à l'entrée de l'amplificateur une tension *u étalonnée* de niveau égal à celui de la tension que l'on veut mesurer.

On utilise à cet effet le montage de la figure *I-72.*

Une source S crée entre les bornes AB d'un réducteur potentiométrique étalonné une tension de caractéristiques connues, en principe une tension *sinusoïdale* de fréquences égale à la fréquence d'étalonnage désirée, et de niveau suffisant pour pouvoir être mesurée par un voltmètre V_0 d'un type décrit ci-dessus.

La tension d'étalonnage est prélevée aux bornes d'une fraction r du potentiomètre P :

$$u = V_0 \frac{r}{R}$$

et appliquée à l'entrée du récepteur.

On peut alors tracer la courbe d'étalonnage $\theta = f(u)$ de la dévitation θ du voltmètre de sortie en fonction de la tension u appliquée.

— Pour des tensions à fréquence musicale de l'ordre du millivolt et au-dessus, on peut opérer simplement à l'aide d'un réducteur potentiométrique constitué

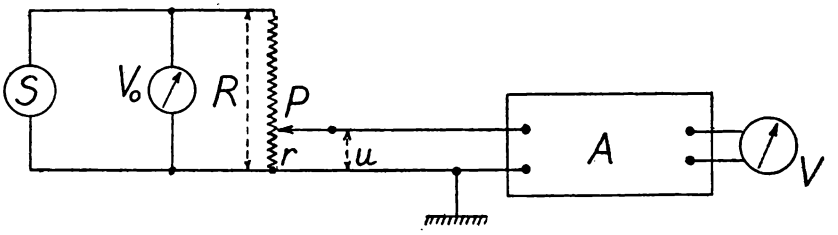


FIG. I-72.

par deux boîtes jumelées ordinaires, du type à décades ou à fiches, et en partant d'une tension V_0 de l'ordre du volt.

— Pour des tensions plus faibles ou à fréquence plus élevée, on utilise un réducteur étalonné de l'un des types décrits ci-après, adapté à la gamme de fréquence considérée. On peut ainsi, *à condition de blinder* soigneusement la source et les circuits d'entrée du réducteur, obtenir des tensions de niveau très faible (1 μV) connu avec une bonne précision dans toute la gamme des fréquences musicales et radioélectriques. Nous reviendrons plus loin, à propos de l'étude des affaiblisseurs et des générateurs étalonnés, sur cette question très importante pour l'étude des récepteurs (chap. XI, § B 2°).

— En principe, un ensemble ainsi étalonné peut être utilisé comme *voltmètre amplificateur* ou *microvoltmètre* à lectures directes.

Toutefois, sauf dans le cas de l'emploi systématique de montages stabilisateurs à contre-réaction, on ne saurait admettre qu'un tel étalonnage, lié aux variations des caractéristiques des tubes en fonction du temps et des conditions d'utilisation (tensions des sources), ait une stabilité suffisante pour constituer un véritable appareil de mesure.

Pour la mesure précise des faibles tensions, il est préférable d'opérer par *substitution* à l'aide d'une méthode de double pesée dans laquelle le voltmètre amplificateur n'a plus qu'un rôle d'indicateur non étalonné.

En basse fréquence on utilise le montage de la figure *I-73* dans lequel un commutateur I permet de brancher à l'entrée de l'amplificateur A la tension inconnue U_x, connectée entre les bornes $\alpha\beta$, ou la tension étalonnée réglable u.

On place d'abord I sur la position 1 (U_x) et on règle l'amplification de A pour amener l'aiguille de l'indicateur de sortie V sur un repère θ.

On place ensuite I sur la position 2 (u) et on règle le potentiomètre P de façon à ramener l'indicateur V sur le repère θ.

On a alors :

$$U_x = u = V_0 \frac{r}{R}.$$

Les caractéristiques du récepteur sont tout à fait hors de cause sous la seule réserve que sa sensibilité ne varie pas entre les deux mesures. En cas de doute, on s'assure de l'égalité des tensions U_x et u en faisant basculer plusieurs fois le commutateur I sur ses deux positions et en vérifiant que l'aiguille de l'indicateur V ne bouge pas.

— Bien entendu, toutes les causes de *perturbations en fonction de la fréquence et de la forme de la tension à mesurer* signalées plus haut à propos des voltmètres ordinaires *subsistent intégralement* dans le cas actuel et il est indispen-

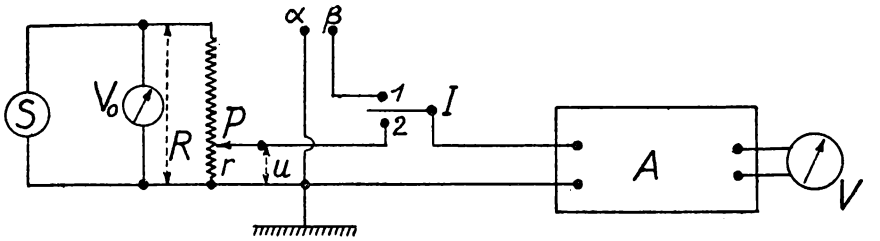


FIG. I-73.

sable de prendre les mêmes précautions. En particulier, pour effectuer des comparaisons à fréquence élevée, il faut rendre aussi courtes que possible les connexions reliant l'inverseur I, d'une part aux bornes de sortie du réducteur de tension étalonnée, d'autre part aux bornes $\alpha\beta$ entre lesquelles on applique la tension inconnue.

Dispositions particulières aux radiofréquences. — Dans le cas où l'on veut mesurer une faible tension dont la fréquence se situe dans une gamme radioélectrique la meilleure méthode consiste à utiliser un simple récepteur, accordé sur cette fréquence, sous réserve de prendre les précautions d'usage pour éliminer pratiquement toutes les connexions.

Une solution recommandable et commode consiste à utiliser dans ce cas une disposition comparable à celle qui a été indiquée pour les voltmètres électroniques à haute fréquence (fig. *I-69*) et qui consiste à disposer l'organe de couplage dans une *tête blindée mobile*. Celle-ci est reliée au récepteur par une ligne blindée et connectée directement entre les bornes de la tension à mesurer. Un exemple de réalisation est schématisé sur la figure *I-74*. L'organe de couplage est constitué par un tube T, situé dans la tête mobile blindée B, dont la grille est reliée aussi directement que possible à la fiche sensible F du voltmètre, la fiche de masse M étant fixée directement sur la masse du boîtier. La tête mobile est reliée au récepteur par un *cordon souple blindé* C à travers lequel passent les fils de liaison du tube aux sources d'alimentation du récepteur et à la bobine d'entrée de l'amplificateur à haute fréquence, ces circuits pouvant être quelconques *a priori*. L'indicateur de niveau est constitué en principe par un microampèremètre A connecté dans le circuit de charge du détecteur et qui permet de repérer la porteuse, quelle que soit la modulation du signal à mesurer. On peut

également, pour simplifier, remplacer le tube T par une grande résistance ou une faible capacité constituant une grande impédance d'entrée et assurant le découplage du récepteur par rapport aux circuits extérieurs étudiés.

Si le récepteur ne comporte pas de régulateur automatique de gain, on obtient ainsi un voltmètre linéaire et sélectif qui mesure la porteuse de la composante du signal complexe sur lequel on l'accorde ; s'il comporte un régulateur automatique de gain on obtient un voltmètre à sensibilité d'allure logarithmique qui peut rendre des services quand on veut effectuer avec un même appareil des mesures dans une gamme de tensions très étendue.

L'impédance d'entrée du voltmètre est constituée par l'impédance d'entrée du tube T, elle est donc très élevée en général dans les gammes usuelles ; en outre la disposition mécanique adoptée permet de brancher directement les bornes d'entrée MF sur la source à étudier sans connexions perturbatrices.

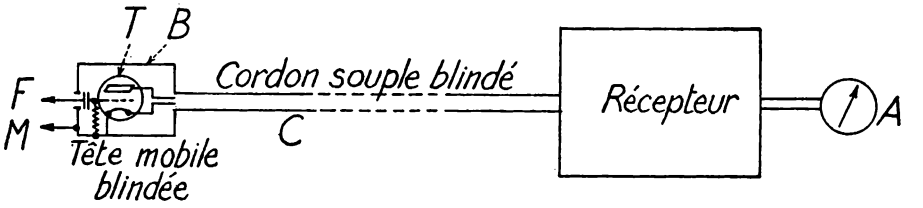


FIG. I-74.

Pour l'étalonnage, moyennant des précautions relatives aux connexions, on peut adopter une disposition du type schématisé par la figure *I-73*. Mais, dès que la fréquence s'élève, il est plus sûr de procéder simplement par substitution. A cet effet, on place la tête B aux bornes de la tension à mesurer, on accorde le récepteur sur cette tension et on lit une certaine déviation θ sur l'indicateur A. Cela fait, on *transporte* la tête mobile B aux bornes de sortie d'un générateur étalonné à haute fréquence (chap. XI, § B 2°), que l'on accorde sur le récepteur et dont on règle le niveau de sortie pour ramener l'indicateur A sur son repère θ. La tension de sortie étalonnée du générateur mesure alors la tension inconnue.

3° Mesures des tensions élevées.

On englobe sous cette dénomination toutes les tensions supérieures à la gamme moyenne, et plus spécialement les tensions supérieures à 1 000 V. Ces mesures sont difficiles par suite des effluves et des risques de disrupture dans les appareils.

— Pour les tensions inférieures (de l'ordre de quelques milliers de volts), on peut utiliser un réducteur de tension à capacités comportant, en série, une faible capacité γ et une forte capacité C (fig. *I-75*), toutes deux étalonnées.

A l'aide d'un voltmètre pour tension moyenne, on mesure la tension V aux bornes du condensateur C. On en déduit la tension inconnue :

$$U = \left(1 + \frac{C}{\gamma}\right) V.$$

La capacité γ, sur laquelle la tension U se trouve reportée presque totalement, doit être construite de façon à supporter cette tension.

Les valeurs des capacités C et γ doivent être choisies de façon à ramener la tension V dans la gamme des tensions moyennes mesurables à l'aide

d'un voltmètre électronique usuel (inférieure à 150 V) et à constituer une chaîne de réactance suffisamment grande pour ne pas perturber le fonctionnement de la source fournissant la tension U à mesurer.

Enfin, dans le cas des mesures à très haute fréquence, il convient de prendre toutes les précautions d'usage pour réduire l'influence perturbatrice de l'inductance des connexions susceptibles de fausser la valeur du rapport $\frac{C}{\gamma}$.

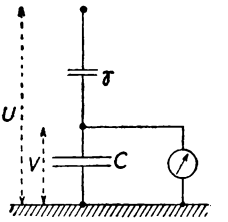


FIG. I-75.

— Pour la mesure des tensions très élevées (10 000 V et au-dessus) l'utilisation d'un potentiomètre à capacités se heurte à des complications de réalisation et d'étalonnage. On utilise alors le *voltmètre à étincelle*, ou *spinthermètre*, constitué par deux boules d'éclateur bien polies dont on règle la distance à limite d'éclatement de l'étincelle. Cette distance repère la tension ; on l'étalonne à basse fréquence.

Ce type d'appareil mesure la tension de crête.

E. — OSCILLOSCOPES ET OSCILLOGRAPHES CATHODIQUES

1° Descriptions.

Description du tube. — Le tube cathodique se compose d'une ampoule de verre *Am*, comportant (fig. *I-76*) une partie cylindrique, dans laquelle se trouvent les électrodes, et une partie conique fermée par une calotte sphérique *E*, formant écran, recouverte d'un produit fluorescent (mélanges de sulfures alcalino-terreux ou de zinc) s'illuminant au point d'impact du faisceau électronique issu de la cathode et accéléré par les anodes. La teinte du spot varie avec les substances ; son éclat dépend de l'intensité du faisceau et sa finesse de la concentration des électrons.

— L'ampoule est généralement vidée, comme pour un tube usuel ; parfois elle est remplie d'un gaz inerte à faible pression, par exemple 5.10^{-3} mm de Hg.

— A l'intérieur du tube cylindrique on trouve successivement :

a) La cathode *C*, du type à chauffage indirect.

b) Un petit cylindre *W*, dit *cylindre de Wehnelt*, polarisé *négativement* par rapport à la cathode à l'aide du curseur α. Il a pour fonction de réaliser une première concentration des électrons issus de la cathode. De plus, il agit à la façon de la grille de commande d'un tube triode et permet de régler l'intensité du faisceau électronique, donc la luminosité du spot sur l'écran *E*.

c) Deux anodes cylindriques A_1 et A_2, centrées sur le faisceau électronique et de diamètres croissants, portés à des potentiels positifs élevés (1 500 à 2 000 V) et disposés en avant du cylindre de Wehnelt. Ces anodes jouent le même rôle que la grille écran et la plaque d'un tube pentode et accélèrent les électrons du faisceau. De plus les dispositions et formes de ces électrodes, ainsi que des lignes de forces électriques qui les relient, sont choisies de façon à réaliser une concentration des électrons du faisceau s'opposant à l'effet de leur répulsion mutuelle. L'ensemble fonctionne en « lentille électronique » ; la concentration du faisceau, donc la finesse du spot, est réglée en agissant sur le curseur β qui ajuste la tension de la première anode A_1.

Toutes ces électrodes sont symétriques autour de l'axe du tube cylindrique le long duquel est concentré le faisceau électronique.

d) Deux petits plateaux 1 et 2, disposés *horizontalement* au-dessus et au-dessous du faisceau électronique, et entre lesquels apparaît un champ électrique vertical lorsqu'on établit entre eux une différence de potentiel u.

Ces petits plateaux produisent une déviation du faisceau dans le plan vertical, donc un déplacement vertical du spot S sur l'écran E. L'élongation y du spot à partir de la position centrale ($y = 0$) est pratiquement proportionnelle au champ électrique, donc à la différence de potentiel u.

e) Deux petits plateaux 3 et 4, identiques aux premiers, mais disposés *verticalement* et qui produisent un balayage horizontal du spot proportionnel à la différence de potentiel établie entre les plateaux.

— Pour faciliter leur utilisation pratique, ces petits plateaux sont en général connectés comme l'indique la figure *I-76*. Deux plateaux, appartenant à chacune

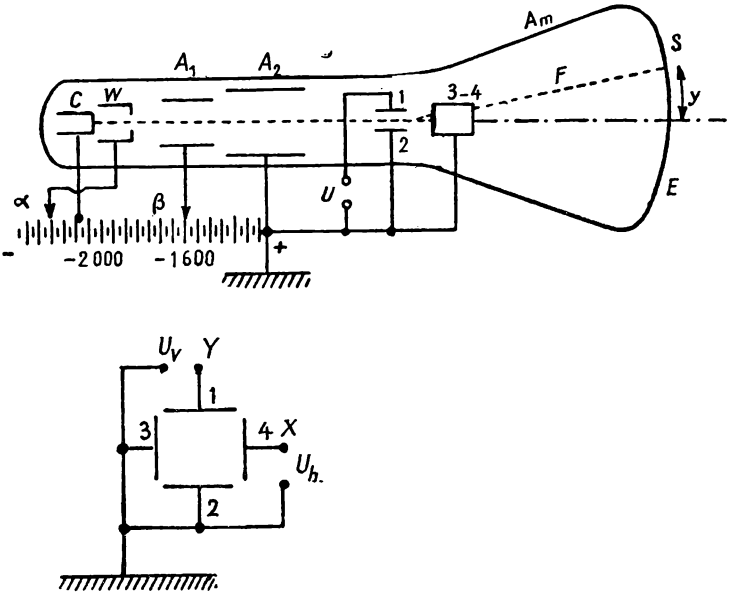


FIG. 1-76.

des paires de plaques, sont reliés entre eux et à l'anode supérieure A_2, elle-même reliée au pôle + de la source d'alimentation et à la masse de l'appareil.

Les deux autres plateaux sont reliés respectivement à des bornes X et Y. Les tensions de commande du spot sont alors appliquées entre les bornes X ou Y et la masse.

Dans certains appareils, pour éviter les distorsions de l'image dues à cette dissymétrie de construction (*distorsion trapézoïdale*), les électrodes de chaque groupe de plateaux sont attaquées symétriquement par rapport à la masse sous des tensions égales et en opposition de phase.

Dans tous les cas, c'est *le pôle + de la source d'alimentation qui est relié à la masse* de l'appareil. La cathode et le cylindre de Wehnelt sont alors à des potentiels négatifs de l'ordre de 2 000 V par rapport à la masse. Comme le cylindre de Wehnelt est souvent rendu accessible de l'extérieur pour permettre une modulation d'éclat du spot, *il faut prendre des précautions en conséquence pour éviter des courts-circuits ou des accidents.*

— Dans certains appareils, d'emploi peu répandu pour les mesures, la con-

centration du faisceau électronique est obtenue par l'action du champ magnémagnétique d'une bobine dont l'axe coïncide avec celui du tube.

— Dans certains cas également, et pour des applications particulières telles que l'étude d'un courant électrique, on peut réaliser la déviation du faisceau électronique à l'aide d'un *champ magnétique perpendiculaire à la trajectoire électronique.* Le courant de commande est alors envoyé dans deux bobinages magnétisants, disposés symétriquement de part et d'autre du tube comme l'indique la figure *I-77*, horizontalement pour obtenir une déviation verticale du spot (axe des Y), verticalement pour obtenir une déviation horizontale (axe des X). Cette solution, d'une réalisation mécanique compliquée, fonction de la fréquence et nécessitant des courants relativement intenses, est très peu employée pour les applications usuelles de mesure. On préfère envoyer le courant à étudier dans une résistance extérieure R et appliquer entre les plateaux X ou Y et la masse la différence de potentiel : $U = RI$ qui apparaît aux bornes de R.

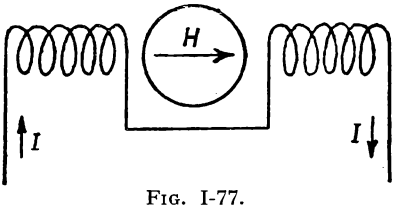


FIG. I-77.

— Les tubes à *vide poussé* sont les plus courants actuellement. Le faisceau, constitué uniquement d'électrons de faible masse, a *très peu d'inertie* et suit fidèlement les fluctuations des tensions de commande u jusqu'à des *fréquences très élevées* ($f = 100$ MHz et plus, $\lambda \leqslant 3$ m).

Leur *sensibilité*, c'est-à-dire le rapport de l'élongation du spot à la valeur correspondante de la tension de commande, diminue lorsque la tension anodique croît, et inversement. Par contre, la luminosité du spot augmente avec la tension.

Dans les tubes modernes à grande luminosité, on utilise en général une tension anodique de l'ordre de 1 000 V en moyenne et qui peut atteindre 2 000 V. Certains tubes, dits à *post-accélération*, comportent une anode auxiliaire, placée en aval des plaques déviatrices et portée à un potentiel élevé (4 000 V). Cette électrode permet d'accélérer les électrons, donc d'accroître la luminosité du spot sans réduire la sensibilité. Celle-ci est de l'ordre de 1 *à* 3 V *par millimètre* de déplacement du spot pour les plaques 1-2 donnant la déviation verticale ; pour les plaques 3-4, placées en aval des précédentes et produisant le balayage horizontal, il faut des tensions d'environ 20 à 50 % plus élevées. Elle reste à peu près constante jusqu'aux fréquences correspondant aux ondes métriques ; d'ailleurs, pour les oscillographes comme pour les voltmètres, la cause de perturtation pratique la plus grave réside surtout dans les résonances dues à la combinaison des inductances des connexions et des capacités entre électrodes. Pour l'étude de *tensions à haute fréquence il faut donc utiliser des connexions très courtes.* Les oscilloscopes usuels, prévus pour fonctionner aux fréquences radioélectriques, possèdent dans ce but des bornes spéciales, placées sur l'arrière de l'appareil, à proximité du culot du tube, et en liaison directe aussi courte que possible avec les douilles reliées aux plaques déviatrices. La résonance est alors, en général, reportée au-delà de 100 MHz.

— Pour les oscilloscopes, l'écran fluorescent donne en général un spot verdâtre ; dans le cas des tubes prévus pour l'enregistrement photographique, on utilise des écrans donnant un spot bleuté plus actinique.

Certains écrans fluorescents sont doués d'une *rémanence* très importante pour permettre d'observer simultanément plusieurs phénomènes successifs ou de rendre observable à l'œil un phénomène transitoire unique de très courte durée.

— Les tubes à gaz à faible pression s'accomodent de tensions anodiques plus faibles et ont une plus grande sensibilité que les tubes à vide poussé. Par contre le faisceau comporte des ions beaucoup plus lourds que les électrons et a une inertie appréciable. Ces tubes ne fonctionnent bien qu'en basse fréquence et tendent d'ailleurs à disparaître.

Amplificateurs. — Avec les sensibilités usuelles précisées ci-dessus, il faut des tensions de l'ordre de 40 ou 50 V pour obtenir sur l'écran des oscillogrammes lisibles. En fait, les appareils pour l'étude desquels on est appelé à utiliser un oscilloscope cathodique mettent en œuvre des tensions beaucoup plus faibles, souvent de l'ordre de quelques millivolts. Il faut donc amplifier la tension à étudier avant de l'appliquer sur les plaques déviatrices du tube. Les oscillos-

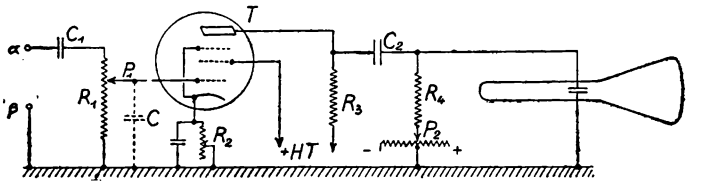


FIG. I-78.

copes modernes renferment toujours un et quelquefois deux amplificateurs intérieurs qui ramènent la sensibilité globale de l'appareil dans la gamme usuelle.

— Ces amplificateurs doivent avant tout être *très fidèles*, c'est-à-dire *amplifier sans la déformer* la tension à étudier ; ils doivent donc avoir une *bande passante très étendue* de façon à amplifier également tous les harmoniques utiles de rang élevé.

— Ils sont toujours du type à résistances conforme au schéma de la figure *I-78* et *amplifient uniquement les tensions alternatives*. Dans le cas d'une tension ondulée (par exemple une tension anodique) la composante continue est éliminée et seules les composantes alternatives sont observées sur l'écran. *L'entrée s'effectue* sur une résistance potentiométrique R_1, de résistance totale en général de l'ordre du mégohm, à travers une capacité C_1 de découplage pour la composante continue.

Une fraction de la tension d'entrée, réglable par le jeu du curseur P_1, est appliquée sur la grille d'un tube amplificateur T, en général un tube pentode fonctionnant en amplificateur à résistances, qui attaque les plaques déviatrices de l'oscilloscope à travers le circuit de filtrage $R_4 C_2$.

— Parfois on utilise un tube pentode à pente fixe et on se contente de régler le niveau d'entrée en ajustant le curseur P_1 pour obtenir sur l'écran une hauteur convenable d'image. Cette solution simple donne de bons résultats en basse fréquence. Par contre, en haute fréquence, la capacité C du curseur, des connexions et de la grille du tube vient shunter une fraction du potentiomètre R_1, et amène simultanément un déphasage et un affaiblissement de la tension d'entrée de l'amplificateur. Étant donnée la grande valeur de la résistance R_1, cet effet devient rapidement important dans la gamme des fréquences radioélectriques. Il est maximal pour la *position médiane du curseur* P_1 et a pour résultat pratique une *réduction souvent très importante de la bande passante* de l'amplificateur, c'est-à-dire une distorsion grave du signal.

Pour éviter ce défaut les appareils, spécialement prévus pour l'utilisation en fréquence radioélectrique, utilisent un tube *pentode à pente variable* dont

on fait varier l'amplification en réglant la polarisation de la grille, par exemple à l'aide d'une résistance de cathode R_2. Dans ce cas, le curseur P_1 du potentiomètre d'entrée est *laissé au maximum* et la perturbation due à la capacité C disparaît (dans les limites où sa réactance $\frac{1}{C\omega}$ reste grande devant l'impédance de la source connectée en $\alpha\beta$).

Pour augmenter la gamme de niveaux utilisables, le potentiomètre à curseur P_1 est souvent remplacé par un réducteur à plots dans lequel on a pris toutes les mesures utiles pour compenser les effets des capacités parasites.

— La résistance R_4 de liaison à l'oscilloscope aboutit généralement au curseur P_2 d'un *potentiomètre de polarisation* qui permet de faire varier la tension moyenne de la plaque déviatrice du tube de part et d'autre de la masse. C'est le potentiomètre de *cadrage* qui permet de centrer le spot ou l'image sur l'écran fluorescent.

— Les appareils usuels possèdent toujours un amplificateur de ce type qui commande la balayage vertical du spot et sert à l'amplification du signal à étudier.

Beaucoup possèdent également un amplificateur du même type qui attaque les plaques de balayage horizontal.

Les deux ensembles identiques peuvent être utilisés séparément pour relever des courbes de Lissajous en appliquant à l'entrée de chacun des amplificateurs les deux tensions à comparer. Le plus souvent l'amplificateur de balayage horizontal est connecté sur la base de temps produisant un déplacement du spot à vitesse constante et permettant de faire apparaître sur l'écran l'oscillogramme $u = f(t)$ de la tension à mesurer. Dans certains appareils, on peut connecter les deux amplificateurs en cascade pour augmenter la sensibilité du balayage vertical. Le balayage horizontal est alors attaqué directement par la base de temps.

Dans certains oscilloscopes de mesure modernes, les capacités de couplage C_6 et C_2 sont supprimées pour permettre l'enregistrement des tensions continues.

Base de temps. — Si l'on veut obtenir sur l'écran le tracé d'une courbe $u = f(t)$, il faut avoir un balayage horizontal proportionnel au temps, c'est-à-dire à vitesse constante, pendant un temps correspondant à une ou plusieurs périodes de la tension u à étudier.

On y parvient en appliquant sur les plaques déviatrices 3-4 une tension en dents de scie (fig. *I-79*) qui, périodiquement, produit un balayage du spot à vitesse constante depuis l'extrémité gauche de l'écran jusqu'au bord droit, puis le ramène au bord gauche en un temps pratiquement nul et ainsi de suite. Si la tension « u » est périodique et si la période du balayage est inférieure à la durée de persistance rétinienne, on voit apparaître sur l'écran fluorescent la courbe complète $u = f(t)$.

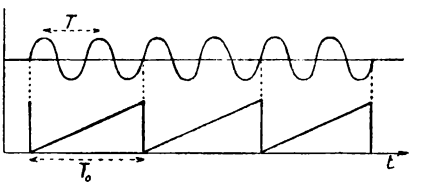


FIG. I-79.

Pour obtenir une image stable, il faut que le temps du balayage à vitesse constante (période T_0 de la dent de scie) soit égal à un nombre entier de période T de la tension à étudier, c'est-à-dire que le balayage soit *synchronisé* sur un sous-multiple de la fréquence de la tension. Le nombre de périodes qui apparaissent sur l'écran est égal au rapport T_0/T des deux périodes (2 dans le cas de la figure *I-79*).

Si le synchronisme n'est pas rigoureux, l'image se déplace horizontalement,

d'un côté ou de l'autre, avec une vitesse d'autant plus grande que le déréglage des fréquences est plus important.

— *Principe de réalisation.* — La tension en dents de scie est produite par la charge d'un condensateur *sous courant constant*, suivie d'une décharge brusque de ce condensateur.

Un condensateur C, ayant un pôle à masse la (fig. *I-80*), est chargé à travers une pentode par une source continue E, de tension suffisamment élevée pour que le tube travaille dans la région de sa caractéristique où le courant de plaque est pratiquement indépendant de la valeur de la tension plaque-cathode. Ce courant est réglé en ajustant la tension de la grille écran à l'aide d'un curseur P_1.

Pratiquement, la source E est constituée par une partie de la source anodique de l'oscillographe et a la polarité indiquée sur la figure.

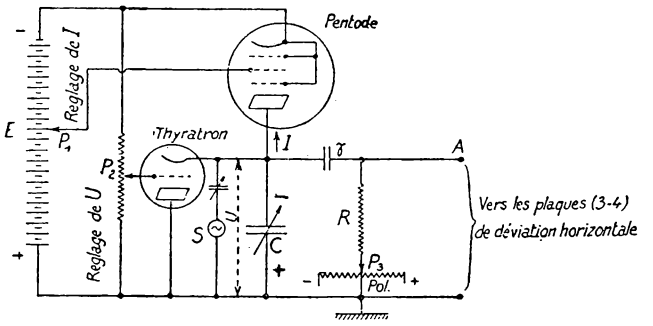


FIG. I-80.

Le condensateur est donc chargé à *courant constant* I et la différence de potentiel $U = \frac{Q}{C} = \frac{IT}{C}$ croît proportionnellement au temps.

Comme cette tension ne peut croître indéfiniment, il faut, à un moment où elle a atteint une valeur U_{max}, provoquer une décharge brusque du condensateur qui la ramène à une valeur initiale faible U_0 et mettre l'appareil en position de départ pour une nouvelle charge.

Dans les premiers appareils on plaçait simplement aux bornes du condensateur un tube à atmosphère raréfiée, en général à néon. Lorsque la tension U atteignait la tension d'amorçage du gaz, un arc s'allumait dans le tube et mettait pratiquement le condensateur en court-circuit. La tension U tombait alors en un temps très court à la valeur U_0 d'ionisation du gaz pour laquelle l'arc s'éteignait. A ce moment la charge sous courant constant provoquait une nouvelle croissance linéaire de la tension, et ainsi de suite.

Dans les appareils modernes, on emploie généralement un *thyratron*, c'est-à-dire un tube triode à gaz (fig. *I-80*). Le fonctionnement est identique à celui du tube à gaz ordinaire, mais la présence de la grille de commande permet un fonctionnement plus régulier et fournit un organe de réglage à l'aide duquel on peut faire varier à volonté la tension d'amorçage de l'arc, donc l'amplitude des ondulations de tension en dents de scie.

Lorsque le condensateur C est déchargé ou faiblement chargé, la grille est négative et le thyratron reste éteint. A mesure que le condensateur se charge, la polarisation négative de la grille diminue et il arrive un moment où l'amorçage de l'arc se produit. A partir de ce moment la grille n'agit plus, mais le conden-

sateur se décharge brusquement à travers le thyratron qui s'éteint lorsque sa tension anodique atteint la valeur d'ionisation U_0. En réglant la polarisation statique de la grille à l'aide d'un potentiomètre P_2, on fait varier à volonté la valeur U_{max} de la tension d'amorçage de l'arc.

— La période des oscillations en dents de scie est pratiquement égale à la durée T de la charge du condensateur sous la tension d'amorçage U_{max}, soit donc approximativement en supposant U_0 petit devant U_{max} :

$$T = \frac{C\,U_{max}}{I}.$$

On dispose ainsi de 3 paramètres permettant de régler la valeur de la fréquence de balayage :

a) la valeur du condensateur C ;

b) l'intensité I du courant de charge, lui-même réglable par le curseur P_1 ;

e) la tension U_{max} d'amorçage de l'arc, réglable par le potentiomètre P_2.

— En général, on utilise de préférence les deux premiers paramètres. La capacité C, réglable par plots dans de grandes limites, permet de découper la gamme totale de fréquence à couvrir en sous-gammes échelonnées ; le courant I, réglable d'une façon continue par le jeu du curseur P_1, joue le rôle d'appoint et permet de faire varier la fréquence d'une façon continue à l'intérieur de chaque sous-gamme. La combinaison de ces deux réglages permet d'obtenir une variation continue de fréquence dans toute la gamme d'utilisation avec des recouvrements importants entre chaque sous-gamme.

Le troisième paramètre de réglage, le potentiomètre P_2, est surtout utilisé pour faire varier la tension d'amorçage U_{max}, c'est-à-dire l'amplitude des osillations et par suite du balayage du spot.

— Les bases de temps à thyratron permettent d'obtenir les balayages satisfaisants, c'est-à-dire pratiquement linéaires avec retour au zéro pratiquement instantané, jusqu'à des fréquences de balayage de l'ordre de 100 000 Hz. Pour aller plus loin, on est gêné par la durée d'ionisation et surtout de neutralisation du gaz ; on utilise alors des dispositifs analogues constitués par des tubes. électroniques à vide rappelant les multivibrateurs.

Couplage avec l'oscilloscope. — Pour réaliser le balayage horizontal du spot, la composante périodique de la tension en dents de scie disponible aux bornes du condensateur C est reportée aux bornes des plaques déviatrices (3-4) de l'oscilloscope (fig. *I-76*), à travers un dispositif capacité-résistance γ R (fig. *I-80*), jouant le rôle de filtre de découplage pour la composante moyenne. De plus, le retour de masse de la résistance R s'effectue sur un potentiomètre de polarisation P_3 qui permet de faire varier de part et d'autre de la masse la polarisation moyenne des plaques déviatrices et de réaliser le *centrage* ou le *cadrage horizontal de l'image* sur l'écran.

— Dans certains appareils, *la liaison est directe*, la borne de sortie A (fig. *I-80*) étant simplement connectée à la plaque déviatrice (4) (fig. *I-76*). Dans ce cas, pour faire varier l'amplitude du balayage, donc la largeur de l'image sur l'écran, on est conduit à faire varier l'amplitude U_{max} de la tension en dents de scie, *donc également la fréquence.* Par contre, la vitesse de déplacement du spot sur l'écran, proportionnelle à la vitesse de charge du condensateur :

$$\frac{du}{dt} = C\frac{dQ}{dt} = C\,I$$

reste constante.

On réalise alors un balayage à *vitesse constante* et *fréquence variable*. Si le balayage n'est pas synchronisé sur le signal agissant sur les plaques de déviations verticales (1-2), le réglage de la largeur d'image détruit le synchronisme et l'image se brouille. Si le balayage est synchronisé énergiquement et si l'on agit sur le potentiomètre P_2 réglant l'amplitude du balayage, on fait varier la largeur de l'image en ajoutant ou en retranchant des périodes entières sans modifier les périodes centrales qui subsistent sans changement au centre de l'écran.

— Dans d'autres appareils, la liaison entre la base de temps et les plaques déviatrices (3-4) est réalisée par *l'intermédiaire d'un amplificateur* du type représenté sur la figure *I-78* et comportant un organe de réglage de l'amplification. Dans ce cas, le potentiomètre P_2, donc U_{max} et la fréquence, sont laissés fixes et on fait varier l'amplitude du balayage en agissant sur l'amplification de l'étage de liaison. On obtient alors un *balayage à fréquence constante et vitesse variable* du spot. Quand on fait varier la largeur d'image, on ne détruit pas le synchronisme du balayage et l'image reste nette ; de plus, le nombre des périodes du phénomène étudié qui apparaissent sur l'écran reste constant. Par contre, on produit une dilatation ou une compression qui permet, à volonté, soit d'avoir une vue d'ensemble sur un nombre donné de périodes, soit de dilater une partie donnée d'oscillogramme pour permettre une observation plus détaillée d'une petite fraction de période.

Synchronisation. — Pour réaliser la synchronisation du balayage sur le phénomène à observer, on applique une fraction de la tension à étudier (schématisée sur la figure *I-80* par la source *S*), sur la cathode ou sur la grille du thyratron à travers un petit condensateur réglable qui permet de faire varier le couplage de synchronisation.

L'allumage de l'arc à la fin de chaque période de charge du condensateur *C* se trouve amorcé par une crête de la tension à étudier et, de ce fait, synchronisé sur cette tension. La durée du balayage est alors un multiple de la période des oscillations à étudier.

Si l'on applique à l'entrée une tension à haute fréquence modulée à basse fréquence et si l'on règle le balayage sur une fréquence voisine de celle de la modulation, la base de temps se synchronise sur la modulation. On peut ainsi obtenir des oscillogrammes de tension modulée tel que celui de la figure *I-97*.

Trajectoire de retour du spot. — La décharge du condensateur *C* à travers le thyratron s'effectue en un temps très court par rapport à la durée de charge, mais fini et conditionné par la vitesse d'ionisation du gaz du thyratron, donc sensiblement constant quelle que soit la fréquence du balayage. Le retour du spot de l'extrémité droite de l'écran à l'extrémité de départ à gauche s'effectue donc avec une vitesse très grande, comparativement à la vitesse de déplacement normal de gauche à droite, mais finie.

En général, cette période de retour est inutilisée ; elle donne lieu à une image parasite très dilatée qui se superpose à l'image normale et est d'autant plus visible et gênante que la vitesse du balayage normal se rapproche davantage de celle du retour au zéro, c'est-à-dire que la fréquence de balayage est plus élevée. Dans les gammes à basse fréquence où la durée de retour est très faible devant celle du balayage normal, la trajectoire de retour est beaucoup moins lumineuse que l'image utile et passe pratiquement inaperçue.

Dans certains appareils, on *efface* le retour au zéro en appliquant sur les plaques déviatrices 1-2 une tension momentanée qui fait dévier le spot en dehors de l'écran pendant son retour.

Dans d'autres, au contraire, on l'utilise systématiquement pour l'étude des phénomènes de fréquence très élevée qui ne peuvent être rendus visibles dans la gamme normale de balayage.

Balayage déclenché. — Les bases de temps à balayage périodique du type décrit ci-dessus sont utilisables seulement pour l'étude des phénomènes périodiques ; elles permettent, par stroboscopie et en utilisant les constantes de temps de la fluorescence de l'écran et de la persistance rétinienne, de faire apparaître sur l'écran une image stable du phénomène observé.

Elles sont au contraire difficilement utilisables pour l'étude des phénomènes non périodiques, en particulier dans le cas d'un phénomène transitoire quelconque isolé.

On a alors été conduit à réaliser des bases de temps à *balayage déclenché* telles que, le spot étant normalement au repos, il ne traverse l'écran à vitesse constante que pendant les instants précis où se produit le phénomène à étudier, son départ étant déclenché automatiquement par l'action du dit phénomène.

En principe, ces bases de temps ne diffèrent pas de celles qui ont été décrites ci-dessus. Elles sont simplement munies d'un limiteur de tension, par exemple une diode polarisée, qui arrête la croissance de la tension aux bornes du condensateur au voisinage de la tension limite U_{max}, juste avant que se produise l'amorçage du thyratron. Dans ces conditions, le spot se trouve immobilisé à l'extrémité droite de sa course tant qu'aucun phénomène n'est enregistré. Lorsque la tension transitoire à étudier agit sur l'amplificateur de déviation verticale, elle produit un choc électrique sur le thyratron par l'intermédiaire du circuit de synchronisation et amorce l'allumage de l'arc. Le condensateur se décharge brutalement et se recharge ensuite lentement ; simultanément, le spot est ramené brusquement à gauche puis traverse *une fois* l'écran de gauche à droite à vitesse constante. Dans ce déplacement, le spot trace sur l'écran la courbe du phénomène transitoire. Celle-ci est rendue visible pendant un temps suffisant pour en permettre l'observation ou la photographie en utilisant un *écran fluorescent à grande rémanence.*

Pour éviter de tronquer le début du signal, qui coïncide avec le déclenchement du balayage, on peut intercaler une ligne à retard sur le circuit d'attaque des plaques déviatrices de telle sorte que le phénomène étudié s'enregistre entièrement.

Distorsion trapézoïdale. — Pour que l'image qui apparaît sur l'écran traduise fidèlement le phénomène étudié, il faut que, simultanément :

a) les axes décrits par le spot sous l'action des plaques déviatrices 1-2 et 3-4 soient exactement perpendiculaires ;

b) les déviations du spot sur ces axes soient proportionnelles aux différences de potentiel appliquées entre les plaques et indépendantes, pour chaque axe, de la tension appliquée sur les plaques déviatrices relatives à l'autre axe.

— Si ces conditions ne sont pas satisfaites, l'image est déformée ; au lieu de s'inscrire dans un rectangle, elle s'inscrit dans une figure rappelant un trapèze. On dit qu'il y a distorsion trapézoïdale. Ce défaut apparaît surtout dans le cas où l'attaque des plaques déviatrices est dissymétrique (fig. *I-76*). Il est en général faible avec une entrée symétrique.

On peut le mettre facilement en évidence en faisant agir sur les plaques de déviation verticale une tension de fréquence notablement supérieure à celle du balayage horizontal et non synchronisée sur ce balayage. On obtient alors sur l'écran une plage lumineuse qui est un rectangle dans le cas où le défaut est négligeable ou un trapèze dans le cas contraire. On peut évaluer le défaut par le taux de distorsion trapézoïdale égal au rapport, évalué en centièmes, de la différence des bases du trapèze à la somme de ces bases.

— On peut de même étudier les distorsions de linéarité en appliquant simultanément sur les plaques 1-2 une tension rectangulaire, de fréquence supérieure à celle du balayage et synchronisée sur le balayage, et une tension de fréquence très supérieure dont l'amplitude est ajustée de façon à faire apparaître sur l'écran deux rangées de plages lumineuses carrées. En faisant varier l'amplitude de la tension rectangulaire, on peut déplacer ces plages sur toute la surface de l'écran et observer les distorsions de linéarité en tous points.

Caractéristiques usuelles. — Les appareils courants utilisent en général des tubes à vide poussé dont le diamètre d'écran est de l'ordre de 8 à 10 cm et sur lesquels on peut obtenir des oscillogrammes dont la hauteur normale est de 5 à 6 cm environ. La tension efficace correspondante sur les plaques déviatrices verticales est le plus souvent voisine de 40 V.

Ces tubes sont incorporés dans des coffrets transportables, de dimensions et de poids relativement faibles, renfermant un ou plusieurs amplificateurs, une base de temps et les organes d'alimentation sur réseau alternatif à 50 Hz et 110 ou 220 V.

Il existe actuellement dans le commerce plusieurs types d'appareils qui diffèrent surtout par les caractéristiques des amplificateurs et de la base de temps.

a) *Oscilloscopes pour basses fréquences.* — Ce type correspond surtout aux réalisations anciennes ; il est conçu pour être utilisé dans la gamme des fréquences acoustiques. La fréquence de balayage peut varier depuis quelques hertz, en général 10 à 20, jusqu'à 15 000 ou 50 000.

La tension produisant la déviation verticale peut être appliquée, par le jeu d'un commutateur, soit directement sur les plaques déviatrices, soit par l'intermédiaire de un ou deux amplificateurs pratiquement linéaires dans une gamme de fréquence comprise en moyenne entre 10 et 15 000 ou 50 000 Hz. La tension efficace à l'entrée nécessaire pour obtenir la hauteur normale d'image (sensibilité) est abaissée entre 1 et 0,1 V (gain 40 à 400) avec un seul amplificateur, et jusqu'à environ 10 mV, avec deux amplificateurs (gain 4 000). On peut alors obtenir sur l'écran des images lisibles pour des tensions à l'entrée de quelques millivolts.

Sur les plaques produisant la déviation horizontale, on peut appliquer, par le jeu d'un commutateur, soit la tension en dents de scie de la base de temps (synchronisée à volonté par la tension produisant la déviation verticale, par le réseau d'alimentation ou par un phénomène extérieur), soit un amplificateur attaqué par une source extérieure, par exemple le phénomène étudié, lorsqu'on relève des courbes de Lissajous.

b) *Oscilloscopes pour hautes fréquences.* — Ce type ne diffère du précédent que par la gamme des fréquences d'utilisation.

Dans les appareils d'usage courant, la fréquence de balayage peut atteindre 200 000 à 300 000 Hz. La bande passante des amplificateurs est sensiblement plus étendue et s'étend jusqu'à quelques mégahertz, 4 ou 5 sur les appareils courants ; la tendance actuelle est de reporter plus loin encore la limite supérieure dans le but d'augmenter le champ d'action de l'oscilloscope du côté des fréquences radioélectriques, par exemple de l'ordre de 30 MHz.

En contre-partie de l'accroissement de la bande passante, la sensibilité est réduite d'autant plus que la bande passante est plus étendue. La tension nécessaire au maximum d'amplification pour obtenir la hauteur normale d'image

est par exemple de l'ordre de 0,02 V pour une bande passante allant jusqu'à 1 MHz et de 0,05 pour 4 MHz.

— Ces appareils permettent d'obtenir normalement des oscillogrammes stables et bien lisibles jusqu'à quelques megahertz.

— En attaquant les plaques déviatrices *directement sur les douilles du tube* on peut monter jusqu'aux ondes métriques à condition de disposer de tensions de plusieurs dizaines de volts. La limite est imposée, non pas par les propriétés électroniques du tube, mais par l'insuffisance de la bande passante des amplificateurs qui deviennent inutilisables à ces fréquences, par le manque de sensibilité, et par les résonances parasites des circuits d'entrée dont l'effet (augmentation de sensibilité apparente) commence à se faire sentir en général à partir de 20 à 40 MHz.

Dans le cas où la fréquence de balayage est limitée à 200 000 ou 300 000 Hz, on obtient alors sur l'écran un très grand nombre de périodes du phénomène étudié et l'image est difficilement utilisable. On peut la rendre plus lisible en utilisant le retour du spot, qui s'effectue en général avec une vitesse sensiblement plus grande, ou un balayage elliptique (p. 100).

c) *Oscilloscopes mixtes.* — Les oscilloscopes usuels sont en général mixtes en ce sens qu'ils sont munis d'un commutateur à deux positions : *BF-HF*, qui permet de faire varier la bande passante des amplificateurs. Ils permettent alors d'avoir à volonté, ou bien la sensibilité maximale en basse fréquence, ou bien une bande passante étendue pour l'observation des phénomènes à haute fréquence.

Oscillographes de mesure. — Les oscilloscopes modernes tendent de plus en plus à devenir de véritables appareils de mesure. Ce sont d'abord des oscilloscopes de qualité dans la construction desquels on a pris toutes précautions pour réaliser des balayages pratiquement linéaires, sans distorsion trapézoïdale, et pour stabiliser, d'une part le gain de l'amplificateur vertical, d'autre part la vitesse de balayage horizontal du spot.

On peut alors graduer les axes en fonction :

a) de la tension appliquée, pour l'axe vertical,

b) du temps, pour l'axe horizontal,

et l'appareil devient un oscillographe de mesure, à lecture directe, fournissant une image sur laquelle on peut effectuer toutes évaluations de tension (chap. I, § E 2°, p. 102) ou de temps.

— Certains appareils de ce type comportent des étalons incorporés qui permettent de contrôler ou de tarer les élongations du spot. Ces étalons sont constitués par :

a) une source, continue, sinusoïdale ou rectangulaire, de niveau étalonné, que l'on peut faire agir sur les circuits de balayage vertical,

b) un générateur d'impulsions, de fréquence de répétition étalonnée, qui matérialise une échelle des temps sur la balayage horizontal, par exemple en agissant sur l'électrode de Wehnelt pour produire sur la courbe tracée par le spot un pointillage chronométrique.

— Les oscillographes de ce type ont des bandes passantes très larges, allant du courant continu à plusieurs dizaines de MHz. En outre, ils possèdent des temps de montée et de descente très courts qui permettent d'effectuer toutes mesures utiles sur les tensions rectangulaires (chap. XI-§ F 1°).

2° Applications pratiques.

Si l'on excepte quelques cas particuliers comme celui des oscillographes de mesure ou l'application à la mesure des fréquences que nous examinerons plus loin (chap. III, § C 2°), l'oscilloscope n'est pas un véritable appareil de mesure en ce sens que ses qualités (linéarité) ainsi que la stabilité et la précision de lecture de ses indications restent insuffisantes pour des mesures absolues précises, comme pour tous les appareils comportant des tubes.

Par contre, il constitue un *instrument de contrôle remarquable* qui permet de *voir fonctionner* les circuits étudiés et donne des possibilités d'analyse presque illimitées. Son emploi s'impose actuellement dans tous les laboratoires, au même titre qu'un contrôleur universel.

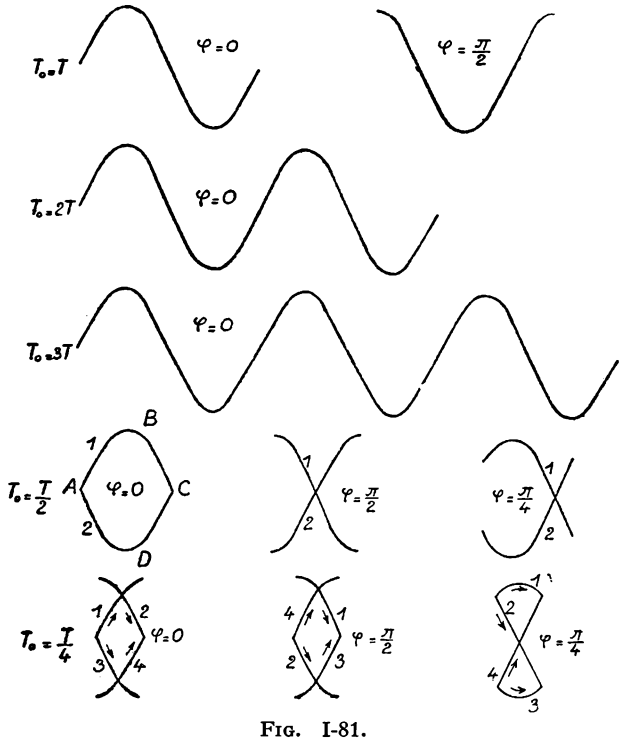


FIG. I-81.

Dans les chapitres qui suivent, nous examinerons dans chaque cas particulier les modes d'utilisation de l'oscilloscope.

Nous nous limiterons pour le moment à l'analyse de quelques propriétés fondamentales, propres à l'oscilloscope, et qui trouvent leur emploi dans la plupart des applications.

Relevé d'un oscillogramme. — La première des applications, et la plus courante, est l'observation d'un phénomène périodique, c'est-à-dire le tracé sur l'écran de la courbe représentant sa loi de variation en fonction du temps. Le phénomène étudié, par exemple une tension électrique, de période T, est appliqué, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un amplificateur, sur les plaques déviatrices 1-2 du tube et produit une déviation verticale du spot proportionnelle à la tension et de la forme :

$$y = Y \sin(\omega t + \varphi).$$

— Sur les plaques déviatrices 3-4 on applique la tension en dents de scie de la base de temps de période T_0 réglable comme il a été dit ci-dessus. Le spot traverse alors l'écran de gauche à droite avec une vitesse constante pendant un temps T_0, puis revient brusquement à son point de départ en un temps en général négligeable devant T_0 et ainsi de suite.

— Les caractéristiques de la figure qui apparaît sur l'écran dépendent

alors du rapport T/T_0 et des phases relatives du phénomène étudié et du balayage.

— Le cas le plus simple correspond à $T_0 = T$. Dans ce cas, le spot décrit exactement un cycle complet dans le temps T_0 pendant lequel il traverse l'écran à vitesse constante de gauche à droite. Lorsque, en fin de balayage, le spot revient au zéro à gauche, il se retrouve exactement au même point qu'au départ de la période précédente. Il décrit alors indéfiniment la même trajectoire et l'on voit apparaître sur l'écran une *image stable* représentant une période complète du phénomène étudié. En prenant pour origine du temps l'instant de départ du balayage, on obtient pour diverses valeurs de φ les figures représentées sur la figure *I-81* pour $T_0 = T$.

— Plus généralement, si T_0 est égal à 2, 3 ... n fois T, c'est-à-dire quand la période de balayage est exactement un multiple entier de la période du phénomène étudié, on obtient sur l'é;cran une *image stable* comportant 2, 3 ... n périodes complètes (fig. *I-81*, pour $T_0 = 2\ T$, $T_0 = 3\ T$).

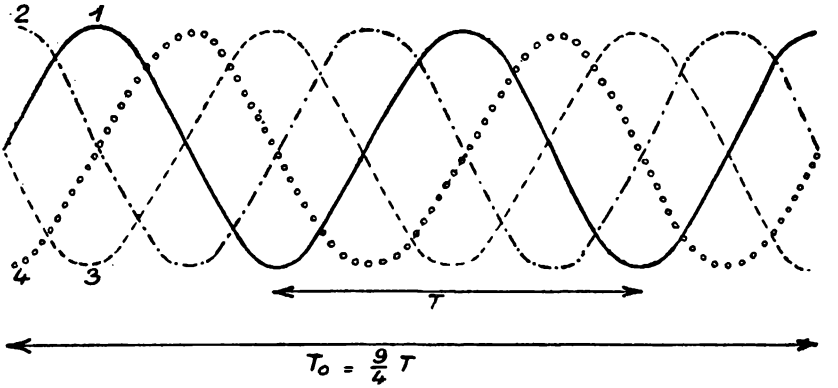


FIG. I-82.

— Si T_0 est sous-multiple de T, on obtient encore une image stable puisque, au bout d'un nombre entier $\frac{T}{T_0}$ de périodes de balayage, le spot se retrouve au point de départ ; par contre, la figure tracée est plus complexe.

Par exemple, si l'on fait $T_0 = \frac{T}{2}$, on obtient suivant la valeur de φ des images des types représentés sur la figure *I-81* pour $T_0 = \frac{T}{2}$. Le spot décrit une demi-période *ABC* (1), puis revient brusquement à son point de départ et décrit la seconde demi-période *ADC* (2). Il en est de même pour $T_0 = \frac{T}{4}$ (fig. *I-81*) et plus généralement pour $T_0 = \frac{T}{n}$ où n est un nombre entier quelconque. La figure obtenue se complique de plus en plus à mesure que n augmente ; à la limite, si n est très grand, c'est-à-dire si la fréquence de balayage devient grande devant celle du phénomène étudié, le diagramme comporte un grand nombre de lignes sensiblement horizontales, représentant chacune des tronçons de sinusoïdes de longueur égale à T_0, et n'a plus d'intérêt pratique.

— Si les périodes T_0, et T ne sont pas dans un rapport simple, le spot décrit une ligne différente à chaque balayage et l'on n'obtient plus en général une image stable. Dans ce cas, le spot trace sur l'écran une bande lumineuse de

hauteur égale au double de l'amplitude Y et dans laquelle on ne perçoit aucun oscillogramme.

— Il y a exception :

a) Si T_0 devient *voisin d'un multiple ou d'un sous-multiple de T.* On sait en effet que deux oscillations de fréquences voisines peuvent être regardées comme deux oscillations de même fréquence mais de déphasage variable. On est alors ramené aux cas étudiés ci-dessus en admettant que l'angle φ varie proportionnellement au temps et on obtient une courbe qui glisse parallèlement à l'axe des temps d'autant plus rapidement que l'écart des fréquences est plus grand. Si l'écart est très grand, la vitesse est très grande et on ne distingue plus la courbe ; si l'écart diminue le glissement devient de plus en plus lent et l'image finit par se stabiliser pour $T_0 = nT$; elle glisse ensuite en sens inverse si l'écart change de signe. Le sens du glissement de la courbe renseigne sur le sens du déréglage des fréquences.

b) Si le *rapport des périodes devient de la forme* $\frac{T_0}{T} = \frac{k_0}{k}$ où k_0 *et* k *sont deux nombres entiers incommensurables.* Dans ce cas la trajectoire du spot sur l'écran est un phénomène périodique de période :

$$T' = kT_0 = k_0 T.$$

Le spot revient à son point de départ après avoir parcouru k_0 périodes T et k balayage T_0 ;on obtient alors une figure stable mais compliquée comportant k_0 courbes du phénomène étudié, régulièrement déphasées. La figure *I-82* donne un exemple correspondant à $\frac{T_0}{T} = \frac{9}{4} = 2{,}25$; pendant un balayage de durée T_0 le spot décrit 2 oscillations complètes et un quart d'oscillation ; il décrit donc pendant la période T' les 4 courbes 1, 2, 3, 4 régulièrement décalées de 1/4 de période.

— L'analyse de ce genre de réseau de courbes peut servir à déterminer la valeur du rapport $\frac{T_0}{T}$, c'est-à-dire à mesurer la fréquence du balayage si l'on connaît celle de la tension appliquée sur les plaques déviatrices verticales ou inversement. Mais cette solution est peu pratique car l'image obtenue devient rapidement inextricable quand les nombres k_0 et k deviennent grands.

Tracé des courbes de Lissajous. — Ces courbes sont obtenues en portant sur les axes de coordonnées des fonctions sinusoïdales ou périodiques, de même fréquence ou de fréquences multiples l'une de l'autre, et de phases quelconques. On les relève très facilement à l'aide d'un oscilloscope en appliquant deux tensions synchrones à l'entrée des amplificateurs commandant les plaques déviatrices verticales et horizontales.

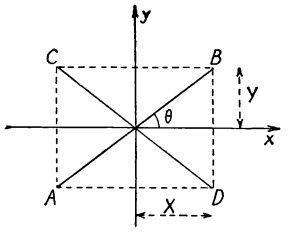


FIG. I-83.

— Imaginons d'abord qu'on applique *deux tensions de même fréquence* produisant respectivement des élongations du spot de la forme :

verticalement : $y = Y \sin(\omega t + \varphi)$

horizontalement : $x = X \sin \omega t.$

Le spot décrit alors sur l'écran une courbe fermée et stable, dite courbe de Lissajous, dont la forme ne dépend que de la valeur de l'angle φ et qui est dans tous les cas incluse dans le rectangle de côtés 2 X et 2 Y.

— Si l'*angle* φ *est nul*, c'est-à-dire si les deux tensions sont en phase, on a à chaque instant :

$$\frac{y}{x} = \frac{Y}{X}.$$

Le spot se déplace alors sur une droite AB, (fig. *I-83*), passant par l'origine, inclinée d'un angle θ tel que :

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{Y}{X}$$

et qui constitue l'une des diagonales AB du rectangle ayant pour sommets $x = \pm X$ et $y = \pm Y$.

— Si *l'angle* φ *devient égal à* π, *on* a :

$$\frac{y}{x} = -\frac{Y}{X}$$

et le spot décrit l'autre diagonale CD du rectangle.

— Dans le cas où les *deux tensions sont en quadrature* $\left(\varphi = \pm\frac{\pi}{2}\right)$ on a :

$$\begin{cases} y = \pm\, Y \cos\omega t \\ x = X \sin\omega t \end{cases}$$

et l'équation de la trajectoire devient :

$$\frac{x^2}{Y^2} + \frac{y^2}{X^2} = 1.$$

Le spot décrit une *ellipse* ayant pour axes ceux du rectangle $X\ Y$ (fig. *I-84*) et qui devient un cercle dans le cas où $X = Y$ (fig. *I-85*). Il parcourt l'ellipse dans le sens des flèches si $\varphi = +\frac{\pi}{2}$ et dans le sens inverse si $\varphi = -\frac{\pi}{2}$.

— Enfin, si *l'angle* φ *est quelconque*, le spot décrit une ellipse telle que 1 sur la figure *I-86*, toujours inscrite dans le rectangle XY, mais d'axes obliques.

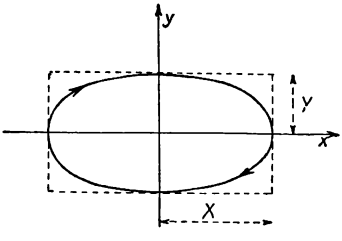


FIG. I-84.

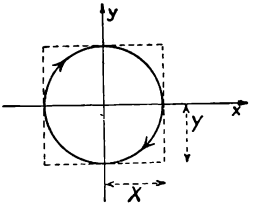


FIG. I-85.

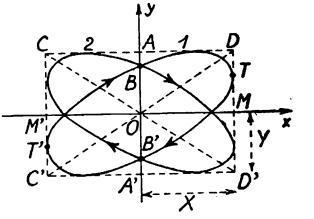


FIG. I-86.

En traçant le rectangle $CDC'D'$ exinscrit à l'ellipse, on peut déterminer graphiquement les rapports d'amplitudes et de phases des tensions attaquant les plaques déviatrices.

On a en effet, en désignant par $B\ B'$ les points de croisement de l'ellipse avec l'axe OY et par T le point de tangence avec le bord vertical DD' du rectangle (fig. *I-86*) :

$$CD = 2X$$
$$DD' = 2Y$$
$$BB' = 2Y \sin\varphi \qquad (t = 0)$$
$$MT = Y\cos\varphi \qquad \left(\omega t = \frac{\pi}{2}\right).$$

On en déduit :

$$(24)\qquad \begin{cases} \dfrac{X}{Y} = \dfrac{CD}{DD'} = \dfrac{MM'}{AA'} \\ \sin\varphi = \dfrac{BB'}{DD'} = \dfrac{BB'}{AA'} \\ \cos\varphi = \dfrac{MT}{MD} = \dfrac{MT}{OA}. \end{cases}$$

Cette méthode manque de précision en raison de l'incertitude du tracé du rectangle exinscrit $CDC'D'$ et de la faible précision de lecture des élongations du spot, cependant elle est commode pour mesurer le déphasage φ et suffisante dans certains cas pour fixer un ordre de grandeur du rapport $\dfrac{X}{Y}$.

L'angle φ ainsi mesuré est en réalité le déphasage entre les tensions appliquées sur les plaques déviatrices du tube ; il n'est égal au déphasage vrai entre les tensions d'origine extérieure appliquées à l'entrée des deux amplificateurs que si ceux-ci ont des déphasages internes négligeables ou rigoureusement identiques. Il peut ne pas en être ainsi lorsque la fréquence des tensions étudiées se situe au voisinage de l'une de extrémités de la bande passante des amplificateurs ; il en résulte alors une cause d'erreur systématique qui peut parfois devenir très importante.

— Si l'on fait varier progressivement l'angle φ de 0 à π, la figure tracée par le spot se déforme peu à peu. Elle part de la diagonale $C'D$ pour $\varphi = 0$, prend l'aspect d'une ellipse du type 1, décrite dans le sens des flèches et qui s'ouvre pour tendre vers l'ellipse représentée (fig. *I-84*) lorsque $\varphi = \dfrac{\pi}{2}$. Quand φ devient supérieure à $\dfrac{\pi}{2}$, l'ellipse bascule de l'autre côté et prend la forme 2 ; elle tend ensuite vers la diagonale CD' pour $\varphi = \pi$; le sens de rotation reste celui indiqué par les flèches.

Lorsque φ varie de π à 2π, on retrouve successivement les ellipses des types 2 et 1, mais le sens de parcours du spot est inversé.

— Si les fréquences des deux tensions ne sont plus égales, mais *restent voisines*, tout se passe comme si l'on avait affaire à deux tensions de même fréquence dont le déphasage varierait continuellement en fonction du temps. La courbe décrite par le spot prend alors successivement toutes les formes indiquées ci-dessus. La fréquence du changement est égale à la différence des fréquences des deux tensions : $f = |f_x - f_y|$.

Tant que cette différence reste faible, les déformations sont lentes et l'on suit à la vue les transformations cycliques de la figure, d'autant plus facilement que les fréquences sont plus voisines ; à la limite, lorsqu'elles deviennent égales la figure s'immobilise. Dans le cas contraire, si les deux fréquences deviennent très différentes, les déformations deviennent très rapides et l'image se brouille ; le spot trace alors sur l'écran une bande lumineuse aux cotes du rectangle exinscrit $CDC'D'$.

— Il y a exception, comme dans le cas du balayage linéaire, si *les périodes* (ou fréquences) des deux tensions sont *dans un rapport simple.*

Appliquons sur les plaques déviatrices des tensions de périodes T et T_0, produisant respectivement des élongations du spot :

$$y = Y \sin(\omega t + \varphi)$$
$$x = X \sin \omega_0 t$$

et telles que l'on ait :

$$\frac{T_0}{T} = \frac{k_0}{k}$$

où k_0 et k sont deux nombres entiers quelconques.

Le déplacement du spot sur l'écran est alors un phénomène cyclique de période :

$$T' = kT_0 = k_0 T$$

au cours de laquelle il effectue k oscillations horizontales complètes d'amplitude X et k_0 oscillations verticales d'amplitude Y.

Au bout du temps T' le spot revient exactement au point de départ et décrit ainsi indéfiniment une même trajectoire. On obtient de ce fait une *image stable*. Celle-ci est toujours inscrite dans le rectangle de sommets $\pm X$ et $\pm Y$; elle tangente k fois les côtés verticaux d'abscisses $\pm X$ et k_0 fois les côtés horizontaux d'ordonnées $\pm Y$.

En comptant sur la figure les nombres de points où la courbe tangente les côtés du rectangle, on peut alors déterminer les valeurs de k et k_0 et en déduire le rapport des fréquences des deux tensions.

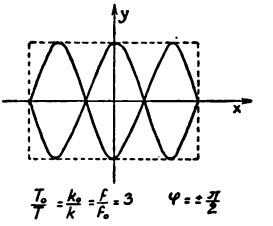


FIG. I-87.

Les figures obtenues sont d'autant plus complexes que les fréquences des deux tensions sont plus différentes ou que leur rapport s'exprime par des nombres incommensurables plus grands.

Les figures *I-87*, *I-88* et *I-89* donnent quelques exemples typiques correspondant à quelques rapports simples des fréquences et à diverses valeurs de l'angle φ. Elles s'appliquent aux cas où les tensions agissant sur les plaques déviatrices sont parfaitement sinusoïdales.

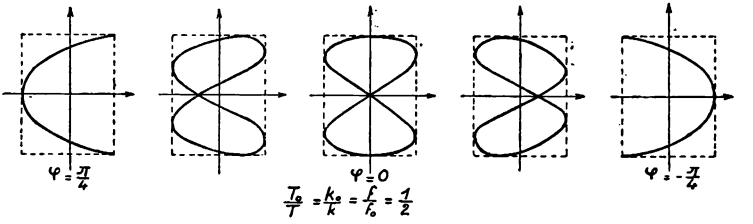


FIG. I-88.

Dans le cas contraire, les courbes obtenues conservent la même allure générale que celles que nous venons d'examiner, mais elles se déforment et deviennent sinueuses, d'autant plus que les harmoniques sont plus nombreux et plus importants ; la forme de la courbe dépend d'ailleurs des phases et amplitudes relatives des divers harmoniques.

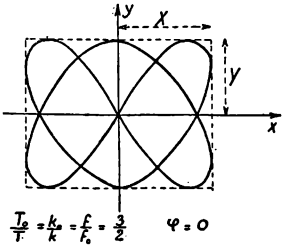


FIG. I-89.

La figure *I-90* donne un exemple correspondant au cas où les deux fréquences sont égales ($T = T_0$) et où la tension produisant le balayage vertical y contient un harmonique 5 appréciable.

— On voit par ces quelques exemples que l'emploi des figures de Lissajous fournit un procédé d'analyse extrêmement puissant et d'utilisation pratique très souple. Il joue un rôle de plus en plus

important dans les mesures en courant alternatif et nous en verrons de nombreuses applications dans ce qui suit. Le plus souvent les figures de Lissajous sont utilisées pour des contrôles qualitatifs ou des mesures approchées ; dans quelques cas, par exemple pour la comparaison des fréquences, elles permettent au contraire des mesures de haute précision.

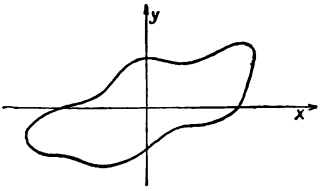


FIG. I-90.

Balayage elliptique. — Supposons qu'on applique sur les plaques déviatrices de l'oscilloscope des tensions sinusoïdales synchrones en quadrature, de fréquence f, par exemple à l'aide d'un montage du genre schématisé sur la figure *I-91* ; le spot décrit sur l'écran une ellipse du type de la figure *I-84* et représentée en pointillés sur la figure *I-92*.

Si l'on superpose maintenant sur les plaques produisant les déviations verticales une tension harmonique, à l'aide d'une source S' de fréquence $f' = nf$, le spot décrit autour de l'ellipse initiale une courbe sinusoïdale ; comme n est entier, il effectue un nombre entier de périodes dans le temps qu'il met à faire un tour de l'ellipse et l'on obtient sur l'écran une figure stable ayant l'aspect schématisé sur la figure *I-92* en supposant $n = 13$. Dans le cas où le rapport des deux fréquences des sources S et S' est voisin d'un nombre entier, la sinusoïde glisse le long de l'ellipse et l'on obtient une image tournante qui reprend périodiquement la même configuration ; la fréquence de la transformation est égale à la différence $|f' - nf|$.

Enfin, comme dans le cas du balayage linéaire, l'image se stabilise également lorsque les fréquences f' et f sont dans un rapport simple. On obtient alors une image enchevêtrée, du type de la figure *I-82*, comprenant plusieurs sinusoïdes déphasées et centrées sur l'ellipse initiale.

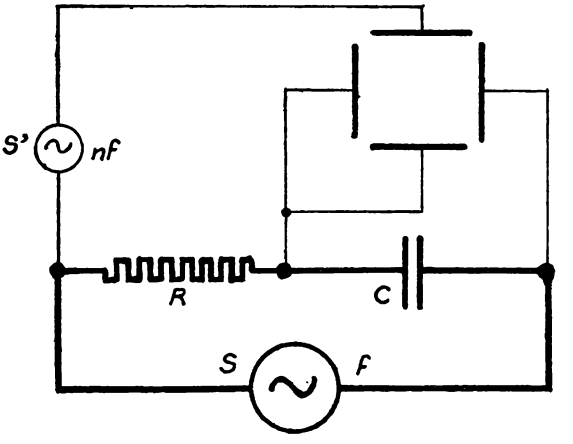


FIG. I-91.

Les figures de Lissajous à balayage horizontal du type de la figure *I-87* ne sont que des cas particuliers des figures correspondantes à balayage elliptique du type de la figure *I-92* dans lesquelles l'ellipse se trouverait réduite à son grand axe. Dès lors, si l'on part d'une figure du type *I-92* sur laquelle la sinusoïde de fréquence f' glisse lentement le long de l'ellipse et si l'on fait tendre vers zéro le petit axe de l'ellipse, on arrive progressivement à une figure du type *I-87*. Avec un peu d'imagination on arrive alors facilement à l'impression d'une *sinusoïde qui tourne lentement sur un cylindre* et dont le nombre de périodes représente précisément, comme dans le cas de la figure *I-92*, la valeur du rapport f'/f. Cette remarque facilite souvent l'analyse de la figure.

— Le balayage elliptique peut être utilisé pour faire apparaître sur l'écran

l'oscillogramme de la source S' aux lieu et place du balayage linéaire, soit lorsque l'oscilloscope utilisé ne possède pas de base de temps, soit dans le cas où l'on veut étudier un phénomène de fréquence très élevée pour lequel la fréquence maximale de la base de temps est trop faible. Il est alors commode de décentrer l'ellipse de balayage, en agissant sur les organes de centrage du spot, de façon à faire apparaître au milieu de l'écran de l'oscilloscope, schématisé sur la figure *I-92* par le cercle en trait plein, la partie centrale intéressante de la figure, tout le reste étant rejeté en dehors de l'écran et invisible. On obtient ainsi un oscillogramme très voisin de celui que donne le balayage linéaire en dents de scie et ne possédant pas de ligne parasite de retour à zéro.

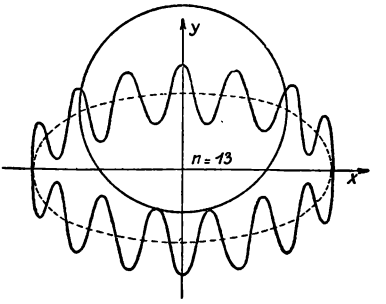


FIG. I-92.

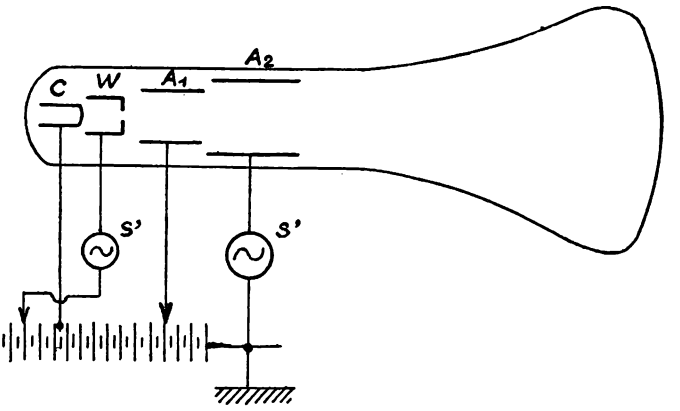


FIG. I-93.

— Le balayage elliptique peut également être utilisé avec avantage pour mesurer le rapport de deux fréquences (f et f') car, lorsque ce rapport devient

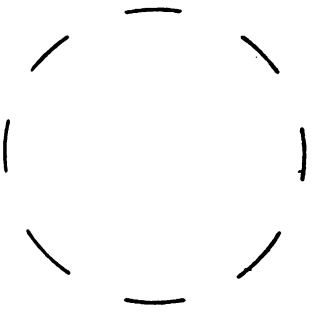


FIG. I-94.

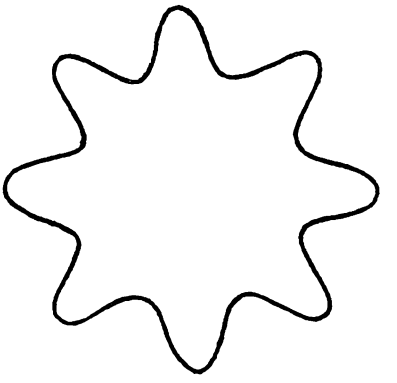


FIG. I-95.

grand, il fournit des images d'analyse plus aisée que celles que l'on obtient à l'aide des figures de Lissajous du type de la figure *I-87*.

— Pour cette dernière application, on peut utiliser l'une des deux variantes suivantes qui sont d'un emploi pratique très commode.

A l'aide du montage de la figure *I-91*, on produit un balayage elliptique, que l'on centre sur l'écran de l'oscilloscope à l'aide des organes de centrage ; de plus, en réglant des amplificateurs commandant les élongations verticale et horizontale, on s'arrange pour que l'ellipse devienne pratiquement un cercle.

Cela fait, on connecte la source S', dont on veut comparer la fréquence f' à la fréquence f du balayage circulaire, soit dans le circuit du cylindre de Wehnelt de l'oscilloscope, soit dans celui de l'anode A_2 (fig. *I-93*).

Dans le premier cas (Wehnelt) on module à la fréquence f' l'intensité du faisceau cathodique, donc l'éclat du spot, et l'on obtient sur l'écran un cercle ponctué du type schématisé sur la figure *I-94*.

Dans le second cas, on module la sensibilité de l'oscilloscope et l'élongation du spot, donc le rayon de l'oscillogramme circulaire qui varie périodiquement à la fréquence f'. On obtient alors une image dentelée du type représenté sur la figure *I-95*.

Dans les deux cas, on obtient une image stable chaque fois que le rapport $\frac{f'}{f}$ des deux fréquences fondamentales est un nombre entier et on obtient immédiatement la valeur de ce rapport en comptant simplement le nombre de points ou de dents du diagramme circulaire.

Une variante répondant au même but a été indiquée par Rawcliffe [1]. Elle consiste à superposer sur les plaques de déviation de l'oscilloscope, d'une part les tensions produisant le balayage circulaire, d'autre part des tensions analogues fournies par la source dont on veut mesurer la fréquence. Le spot dessine alors une série de boucles dont le nombre est égal au rapport des fréquences des deux sources.

Emploi de l'oscilloscope comme voltmètre. — L'élongation du spot sur l'écran est une fonction croissante, en général sensiblement linéaire, du champ qui existe entre les plaques déviatrices, donc de la tension à l'entrée de l'amplificateur qui les alimente. Moyennant un étalonnage préalable, elle peut donc servir à mesurer la tension.

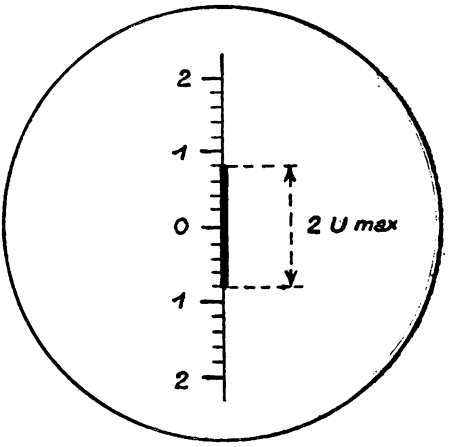


FIG. I-96.

Deux types d'utilisation peuvent être envisagés :

a) *Sans balayage.* — Si l'on applique à l'entrée de l'appareil une tension sinusoïdale de la forme :

$$u = U \sin \omega t$$

le spot trace sur l'écran un segment de droite de longueur égale au double de l'amplitude Y de l'oscillation du spot, donc proportionnelle à l'amplitude U (fig. *I-96*). En plaçant devant l'écran un quadrillage ou un axe gradué et en *centrant le segment* de droite sur l'origine de

[1] J. I. E. E. 89 — Déc. 1942.

la graduation on peut lire directement en volts la valeur de U. L'oscilloscope fonctionne alors en *voltmètre de crête.*

L'étalonnage peut être fait en basse fréquence par comparaison avec un voltmètre étalon et utilisé en haute fréquence dans les limites de la bande passante de l'amplificateur.

Dans le cas où la tension n'est pas sinusoïdale, la longueur du segment de droite est proportionnelle à la somme des crêtes de chacune des alternances. La lecture faite sur l'écran nécessite alors une interprétation souvent difficile et il est prudent d'enregistrer le résultat avec circonspection pour éviter des erreurs grossières. On est averti qu'il y a lieu de prendre des précautions par la coloration de la ligne tracée par le spot. Dans le cas d'une tension sinusoïdale, on obtient une ligne dont la luminosité est sensiblement uniforme ; dans le cas d'une tension à forte distorsion, on constate des alternances de zones à faible luminosité et de zones plus lumineuses correspondant aux points de rebroussement ou aux paliers de la courbe : $u = f(t)$.

b) *Avec balayage.* — En produisant un balayage horizontal synchronisé sur la tension étudiée ou sur sa modulation, on fait apparaître sur l'écran l'oscillogramme de cette tension. On peut alors observer aisément et mesurer par lecture directe sur le quadrillage étalonné toutes ses valeurs particulières.

Par exemple, si l'on applique à l'entrée une tension à haute fréquence modulée, de la forme :

$$u = U(1 + m \sin \omega t) \sin \Omega t$$

et si l'on synchronise le balayage sur la modulation, on obtient un oscillogramme stable du type schématisé sur la figure *I-97.* On peut alors lire directement les maximums et les minimums d'amplitude.

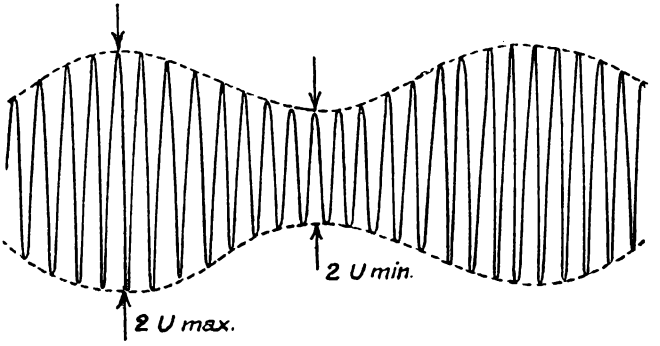


FIG. I-97.

L'oscilloscope fonctionne alors en voltmètre de crête et en voltmètre de creux à lecture directe.

L'étalonnage se fait également en basse fréquence avec les mêmes réserves.

3° Commutateur électronique.

Le commutateur électronique est un dispositif électronique, donc sans inertie, qui permet de commuter avec une fréquence élevée, à l'entrée d'un oscilloscope, deux ou trois tensions fournies par des phénomènes différents *mais synchrones.* Grâce à la rémanence de l'écran fluorescent de l'oscilloscope et à la persistance de l'impression rétinienne, on peut alors faire apparaître simultanément sur

l'écran les courbes des deux ou trois phénomènes étudiés et observer en même temps ces divers phénomènes.

— Un mode de réalisation, utilisable pour l'étude simultanée de deux phénomènes, est représenté sur la figure *I-98*. Les deux tensions à enregistrer sont appliquées en (1) et (2) sur les grilles de commande de deux pentodes attaquant en parallèle l'amplificateur de déviation verticale de l'oscilloscope.

Ces deux pentodes sont bloquées par une batterie de polarisation *P* qui porte leurs grilles d'arrêt à une tension négative suffisante pour annuler le courant anodique, de telle sorte qu'aucun signal ne soit transmis à l'oscilloscope.

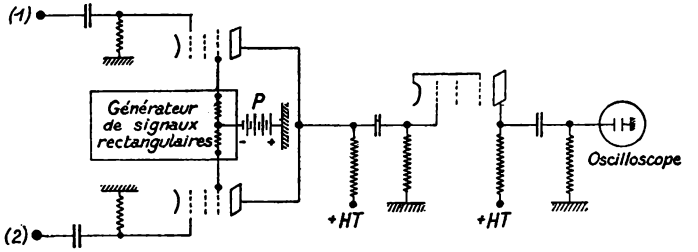


FIG. I-98.

Enfin, les grilles d'arrêt des deux tubes sont alimentées en *opposition de phase* par un générateur de signaux carrés dont la tension se superpose à celle de la batterie de polarisation et dont l'amplitude est réglée de telle sorte que, pendant les alternances positives, la tension de la grille d'arrêt se trouve maintenue à la valeur de fonctionnement normal du tube (en général polarisation nulle).

Dans ces conditions, pendant une des alternances de la tension carrée, le tube dont la grille d'arrêt se trouve au potentiel de fonctionnement normal transmet à l'oscilloscope la tension qui attaque sa grille de commande ; l'autre tube au contraire, dont la grille d'arrêt se trouve polarisée négativement par

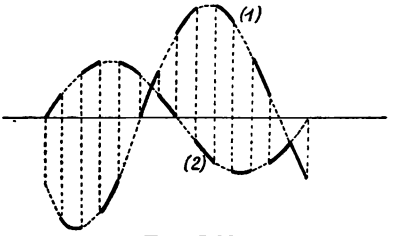


FIG. I-99.

rapport à la polarisation statique *P*, est pratiquement coupé et ne transmet aucun signal à l'oscilloscope.

Pendant l'autre alternance, les rôles des deux tubes sont inversés et l'oscilloscope se trouve branché sur la seconde tension à étudier.

— Si la fréquence des commutations est plus faible que celle des phénomènes étudiés, le spot de l'oscilloscope trace alternativement quelques périodes complètes des deux tensions analysées et, dans les limites où la commutation est cependant assez rapide (par exemple 20 par seconde), on voit apparaître les deux courbes sur l'écran comme si chacune d'elles était seule.

— Si au contraire la fréquence de commutation est supérieure à celle des phénomènes étudiés, les deux courbes sont découpées et tracées alternativement par petits tronçons enchevêtrés. Les courbes obtenues sur l'écran de l'oscilloscope se présentent alors sous forme de lignes ponctuées comme l'indique la figure *I-99*.

Si le commutateur électronique est synchronisé sur un harmonique des phénomènes étudiés, les pointillés sont stables sur l'écran de l'oscilloscope. Dans le cas contraire, ils glissent sur les courbes avec une vitesse d'autant plus grande que les fréquences sont plus différentes. A la limite, pour un grand écart de fréquence, l'œil ne les distingue plus et on retrouve l'impression de deux courbes continues.

— En utilisant un générateur de signaux rectangulaires triphasés, on peut de la même façon faire apparaître sur l'écran de l'oscilloscope trois courbes simultanées.

F. — AFFAIBLISSEURS

1° Caractéristiques générales.

En radioélectricité, technique des courants faibles, il est très souvent indispensable de pouvoir disposer de différences de potentiel, ou de forces électromotrices, étalonnées dans toutes leurs caractéristiques, mais de niveau très faible.

Dans ce cas les dispositifs usuels d'étalonnage, en particulier les voltmètres, deviennent inutilisables en raison de leur sensibilité insuffisante. De plus, pour les mesures précises, on ne peut envisager d'amplifier au préalable la tension à étudier en raison des distorsions apportées par l'amplificateur et de l'ignorance où l'on se trouve en général sur la valeur exacte de l'amplification réalisée.

— On est alors conduit à opérer différemment. On part d'une tension V. ayant les caractéristiques voulues, mais de niveau suffisamment élevé pour pouvoir effectuer sur elle toutes mesures et analyses à l'aide des appareils usuels *ad hoc* (voltmètre, analyseur harmonique,...). On affaiblit ensuite cette tension dans un rapport connu de façon à abaisser son niveau à une valeur U connue et aussi faible qu'on le désire.

L'opération est réalisée à l'aide d'appareils spéciaux, désignés sous les noms d'*affaiblisseurs* ou *réducteurs* dont nous avons déjà vu le principe d'utilisation à propos de l'étalonnage des millivoltmètres (§ D-2°, p. 81).

— Les caractéristiques et modes de réalisation des affaiblisseurs dépendent de la gamme de fréquence dans laquelle ils sont appelés à fonctionner, mais, dans tous les cas, ces appareils doivent satisfaire aux conditions générales suivantes :

a) le rapport $\frac{U}{V}$ des tensions à la sortie et à l'entrée doit être parfaitement défini, réglable dans de grandes limites d'une façon aussi continue que possible et étalonné ;

b) l'étalonnage doit être indépendant de la fréquence dans toute la gamme d'utilisation ;

c) l'impédance d'entrée doit être constante et indépendante de l'affaiblissement pour que la tension à l'entrée V ne soit pas modifiée par le réglage de l'affaiblissement, quelle que soit l'impédance interne de la source ;

d) l'affaiblisseur ne doit provoquer aucune distorsion de la tension.

2° Affaiblisseurs pour basses fréquences.

Dans la gamme des basses fréquences, les affaiblisseurs sont des réducteurs potentiométriques constitués par des résistances pratiquement pures, en général du type Ayrton-Perry.

Divers modes de réalisation peuvent être envisagés.

Boîtes de résistances jumelées. — La forme la plus simple est le dispositif classique dit « des boîtes jumelées » représenté par la figure *I-100.* Il est caractérisé par le fait qu'on fait varier en sens inverses les deux résistances R_1 et R_2 de telle sorte que l'on ait :

$$R_1 + R_2 = C^{te} = R$$

On a alors :

$$U = V\frac{R_1}{R_1 + R_2} = V\frac{R_1}{R}. \tag{25}$$

La tension U est proportionnelle à R_1 et, en choisissant pour R un nombre rond, par exemple 10 000, on lit directement sur l'étalonnage de R_1 les valeurs en $\frac{1}{10\,000}$ de l'affaiblissement $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$.

L'impédance d'entrée est constante et égale à R.

— Ce dispositif a pour lui l'avantage de la simplicité de réalisation immédiate à l'aide de deux boîtes de résistances usuelles à fiches ou à décades. En utilisant des boîtes spéciales pour courant alternatif, il est utilisable dans toute la gamme des fréquences musicales.

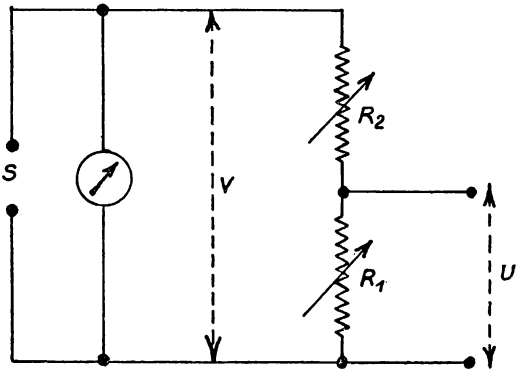


FIG. I-100.

— Par contre, les variations de tension obtenues sont discontinues ; leur étalonnage à partir de la relation 25 n'est valable en toute rigueur que dans le cas où le *circuit d'utilisation* connecté aux bornes de sortie AB a une *impédance infinie;* pratiquement, il n'est utilisable que si cette impédance est très grande devant R_1, ou ramenée à une résistance pure de valeur connue dont on peut tenir compte dans le calcul de U. Enfin, la manipulation qui nécessite les réglages simultanés et en sens inverses des deux boîtes jumelées est compliquée en pratique ; il est recommandé pour la rendre plus intuitive d'utiliser deux boîtes identiques du type à décades de façon à n'avoir qu'à tourner en sens inverses d'un même nombre de plots les manettes correspondantes des deux boîtes ; on peut aussi utiliser deux boîtes du type à fiches dont on a retiré toutes les fiches sur l'une d'elles seulement, l'opération pratique consistant alors à transporter les fiches restantes de l'une des boîtes dans les douilles correspondantes de l'autre.

— Avec les boîtes de résistances étalonnées usuelles jumelées sur 10 000 Ω, on peut réaliser des affaiblissements variant de 1 à $\frac{1}{10\,000}$ par bonds de $\frac{1}{10\,000}$ dans la gamme des fréquences musicales jusqu'à quelques milliers de hertz. La limite inférieure de la tension réduite est imposée par les risques d'induction directe de la source d'alimentation sur le circuit d'utilisation donnant lieu à des erreurs d'autant plus importantes que le signal de sortie U est plus faible. Pour les fréquences supérieures de la gamme musicale, il est prudent de réduire les limites de réglage à $\frac{1}{1\,000}$ ou $\frac{1}{100}$, d'autant plus que la fréquence est plus élevée et,

éventuellement, de blinder les divers circuits et de les espacer le plus possible pour éviter les couplages parasites.

Potentiomètres à curseur. — Pour les applications usuelles n'exigeant pas une grande précision de mesure et pour lesquelles on cherche surtout à réaliser un appareillage pratique de manipulation simple, on utilise souvent l'affaiblisseur potentiométrique à curseur glissant, (fig. *I-101*).

La tension V à affaiblir débite dans un potentiomètre de résistance constante R ; la tension réduite U est prise entre une des extrémités de la résistance et un curseur qui glisse sur la résistance.

Si l'on désigne par r la valeur de la fraction de résistance comprise entre les bornes d'utilisation, et si l'on admet que le circuit extérieur a une impédance grande devant r pour toutes les positions du curseur, la tension de sortie est pratiquement égale à :

$$U = V\frac{r}{R}.$$

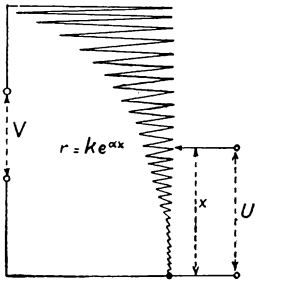


FIG. I-101.

Si le potentiomètre est linéaire, c'est-à-dire si la résistance r varie proportionnellement à la course x du curseur, on a :

$$U = \frac{k\,V}{R}x.$$

Dans ce cas, la tension de sortie varie linéairement avec le déplacement du curseur.

En général, il est plus commode d'utiliser un potentiomètre à variation logarithmique dans lequel la résistance r croît avec x suivant une loi de la forme :

$$r \approx k\,e^{\alpha x}$$

sauf au voisinage immédiat de $x = 0$ où la loi devient obligatoirement linéaire.

On a alors :
$$U \approx \frac{k\,V}{R}e^{\alpha x}$$

et :
$$\frac{dU}{U} \approx \alpha\,dx.$$

Dans ce cas, à un déplacement dx donné du curseur, et quelle que soit la position du curseur, correspond une variation *relative* constante $\frac{dU}{U}$ de la tension. Autrement dit *la précision de réglage et de lecture reste constante* dans toute la gamme de variation de la tension. Cette propriété est particulièrement avantageuse pour les applications pratiques et permet d'obtenir une variation de tension très progressive. Il s'ensuit que l'emploi des potentiomètres logarithmiques s'impose pratiquement dès qu'on veut réaliser des variations de tension importantes, par exemple supérieures à 10.

— Pour faciliter l'utilisation pratique, le cadran de manœuvre du curseur porte une échelle graduée directement en tension, en rapport de tension ou en affaiblissement évalué en décibels. Dans le cas d'un potentiomètre linéaire, on obtient une échelle linéaire en tension :

$$x = \frac{R}{k\,V}U.$$

Dans le cas d'un potentiomètre logarithmique, la graduation en tension devient logarithmique :

$$x = \frac{1}{\alpha} \ln \left(\frac{R}{k V} U \right).$$

et l'échelle en décibels est linéaire.

Lignes artificielles. — Les lignes artificielles ou boîtes d'affaiblissement ont été conçues plus spécialement pour les mesures sur les lignes de transmission et schématisent des tronçons de ligne, d'affaiblissement réglable et étalonné, susceptibles d'être intercalés dans les circuits aux lieu et place d'une ligne réelle. Ses caractéristiques sont celles d'un tronçon de ligne fermé sur son impédance caractéristique.

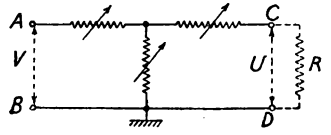


FIG. I-102.

Un élément de ligne artificielle est un quadripôle $ABCD$ comportant trois résistances pures, disposées en T comme l'indique la figure *I-102* et réglables *simultanément* par le jeu de commutateurs à plots jumelés mécaniquement sur un axe de commande unique. L'ensemble est réglé de telle sorte que, pour toutes les positions du commutateur, la résistance entre les bornes d'entrée AB soit égale à l'impédance caractéristique R *lorsque les bornes de sortie* CD *sont fermées sur une résistance extérieure égale à cette même impédance caractéristique.*

Les diverses positions du commutateur sont graduées en fonction de l'affaiblissement apporté par le quadripôle, c'est-à-dire du rapport des tensions entre les bornes d'entrée AB et les bornes de sortie CD.

En général, l'affaiblissement est évalué en unités logarithmiques et exprimé en *népers* ou en *décibels*, soit :

$$\begin{cases} \ln \dfrac{V}{U} & \text{népers} \\ 20 \lg \dfrac{V}{U} & \text{décibels.} \end{cases}$$

Pour schématiser plus complètement les lignes réelles qui peuvent être du type dyssymétrique (cylindres concentriques) ou du type symétrique (deux lignes isolées sous une gaîne de blindage), on réalise couramment des lignes artificielles dyssymétriques (fig. *I-102*) et symétriques (fig. *I-103*). Dans le cas du montage dyssymétrique représenté sur la figure *I-102*, *la borne de masse est constituée par le fil de liaison inférieur* BD.

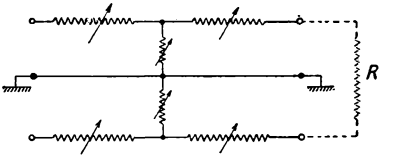


FIG. I-103.

— Comme, par construction, les impédances d'entrée et de sortie sont toujours égales à l'impédance caractéristique R, on peut connecter *en cascade* un nombre quelconque d'éléments de ligne artificielle des types représentés sur les figures *I-102* et *I-103* ; l'affaiblissement total, exprimé en népers ou en décibels, est alors la *somme des affaiblissements* de chaque élément, *sous la seule condition que les bornes de sortie de l'élément final soient fermées sur une résistance extérieure égale à l'impédance caractéristique* R.

— Les boîtes d'affaiblissement usuelles se présentent sous l'aspect de boîtes de résistances variables du *type à décades* ; elles comportent en général deux ou trois éléments de l'un des types précisés ci-dessus, réglables chacun par une

manette à 10 positions graduées en multiples ou sous-multiples de l'unité d'affaiblissement utilisée (néper ou décibel).

— On trouve par exemple dans le commerce des boîtes d'affaiblissement à trois décades (10, 1 et 0,1 dB) réglables de 0,1 à 100 dB par bonds de 0,1 dB, ou a deux commutateurs (1 et 0,1 népers) réglables de 0,1 à 5 népers par bonds de 0,1 népers.

— La disposition des commutateurs sous forme de décades nécessite de grouper à faibles distances les uns des autres des plots et des connexions reliés aux bornes d'entrée et de sortie du quadripôle. Il en résulte, pour la gamme supérieure des fréquences musicales, des couplages parasites, donc des fuites qui shuntent l'affaiblisseur et donnent lieu à des erreurs d'autant plus importantes que l'affaiblissement est plus grand et la fréquence plus élevée. Pour éviter cet effet, il est recommandé de limiter l'affaiblissement des boîtes à décades au voisinage de 40 dB ; si l'on veut des affaiblissements supérieurs on peut alors connecter en série des éléments de ligne artificielle, à affaiblissement fixe, par exemple de 10 dB, convenablement blindés et mis en ou hors circuit par les clefs du type téléphonique, ou par mise en cascade.

— Dans tous ces appareils, la résistance caractéristique utilisée a le plus souvent la valeur de 600 Ω qui correspond à l'impédance caractéristique des lignes téléphoniques usuelles.

Diviseurs de tension à décades. — Ces appareils sont plus spécialement conçus pour obtenir des tensions faibles et étalonnées par réduction, dans un rapport connu, d'une tension de niveau suffisant pour être mesuré à l'aide d'un voltmètre.

Ils sont du type « boîtes jumelées » décrit plus haut et comportent en principe deux résistances, montées en série et variables simultanément à l'aide de deux commutateurs jumelés mécaniquement de telle sorte que la somme des deux résistances reste constante (fig. *I-104*).

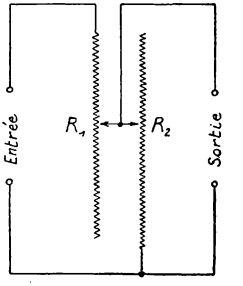


FIG. I-104.

— La forme de réalisation la plus couramment utilisée pour les applications en basse fréquence est du type adopté pour la construction des boîtes de résistances à décades. Chacune des deux résistances potentiométriques est constituée respectivement par 9 et 10 résistances *identiques* r (fig. *I-105*) ; le réglage est réalisé par un commutateur double C qui commute successivement ces éléments d'une résistance sur l'autre. L'ensemble a une *résistance constante* :

$$R = 10r.$$

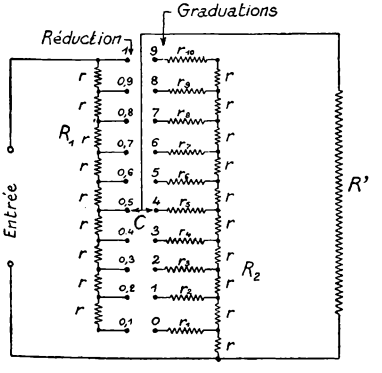


FIG. I-105.

La réduction de tension, exprimée en dixièmes, est égale au nombre d'éléments r intercalés dans R_2 *à condition que la résistance* R' *du circuit extérieur d'utilisation soit pratiquement infinie* ou du moins grande devant R_2.

Les résistances sont du type Ayrton-Perry et étalonnées avec la précision usuelle pour les boîtes de résistances, soit 0,1 %. La réduction de tension est alors connue dans la gamme des fréquences musicales (jusqu'à

10 000 Hz) avec une précision de l'ordre de 0,2 %. Sa valeur est lue directement sur les graduations du commutateur.

Les appareils de cette classe doivent *toujours être utilisés à circuit ouvert* (grille d'un tube de couplage) ou sur un circuit extérieur de résistance très grande devant R.

Dans le cas où l'on veut débiter sur une résistance R' finie de l'ordre de granddeur de R, on peut corriger la perturbation due à R', soit en choisissant les divers tronçons r de R_2 de telle sorte que pour toutes les positions du commutateur l'ensemble constitué par les résistances r shuntées par R' ait la valeur nr voulue, soit en intercalant dans les fils de liaison des résistances $r_1 \ldots r_{10}$ calibrées de façon à obtenir le même résultat. Dans ce cas l'étalonnage n'est valable que si le réducteur débite sur une résistance de valeur R donnée.

Ces dispositions rendent possibles des combinaisons en série de réducteurs du type représenté sur la figure *I-105*. On peut ainsi réaliser les diviseurs à trois décades à graduations décimales permettant de réduire la tension appliquée à l'entrée dans un rapport connu variant de 1 à 0,001 par bonds de 0,001. Un exemple de réalisation de ce genre est indiqué par Terman (1).

— Dans certains appareils à basse fréquence, en particulier dans des générateurs à niveau de sortie variable, on utilise également des affaiblisseurs potentiométriques à résistances du type décrit ci-après pour les applications à haute fréquence.

3° Affaiblisseurs pour hautes fréquences.

Ces appareils constituent un des organes fondamentaux des générateurs étalonnés à haute fréquence dont nous avons vu ci-dessus les caractéristiques générales (§ B 3°, p. 38) et que nous examinerons plus en détails au chapitre XI. Ils se présentent en pratique sous différents aspects.

Affaiblisseurs à résistances. — Ce sont des réducteurs de tension du type potentiométrique, comparables aux diviseurs à décades examinés plus haut.

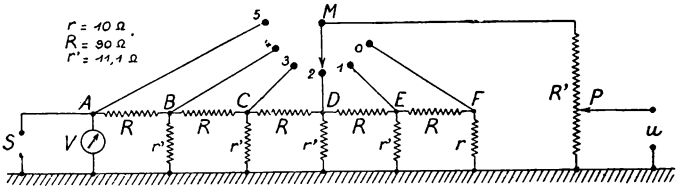


FIG. I-106.

Mais, comme ils sont destinés à être utilisés en courants à haute fréquence, il est indispensable de prendre dans leur construction toutes les précautions d'usage pour le matériel à fréquence radioélectrique.

Il faut, en particulier, dépister avec soin les inductances et les capacités parasites des connexions, éliminer les inductions directes possibles entre les diverses cellules d'affaiblissement, enfin utiliser dans la construction des résistances des conducteurs dont la résistance soit pratiquement indépendante de la fréquence dans la gamme d'utilisation prévue.

(1) Terman-Radio Engineers Handbook, p. 217. Mc Graw-Hill Book Company, New-York and London, 1943.

Pour satisfaire à ces conditions, on est conduit à utiliser des résistances de faibles valeurs (de l'ordre de 100 Ω), constituées par des fils fins et courts, des dépôts conducteurs minces ou des petits bâtonnets en aggloméré de carbone ; de plus, il est indispensable de disposer les différents éléments des circuits et du commutateur de réglage sous des *blindages étanches éliminant pratiquement tous couplages inductifs ou capacitifs parasites.*

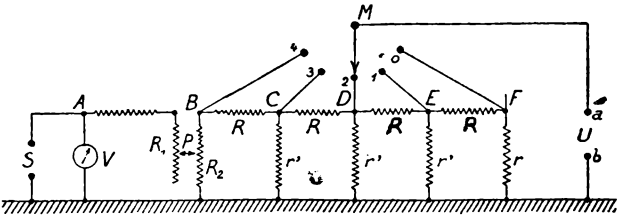


FIG. I-107.

— Dans ces conditions, la réalisation d'affaiblisseurs du type à décades, qui nécessite des éléments et des commutateurs nombreux, devient inutilisable ; on est alors conduit à employer des affaiblisseurs conformes aux schémas représentés sur les figures *I-106* et *I-107*.

L'organe principal est un *affaiblisseur décimal ABCDEF* à 4 ou 5 cellules identiques suivant l'affaiblissement désiré. La dernière cellule *EF* comporte une résistance $r = 10\ \Omega$ en série avec une résistance $R = 90\ \Omega$ et fournit une réduction au $\frac{1}{10}$. La cellule précédente est constituée de même par une résistance $r' = 11{,}1\ \Omega$, qui, shuntée par la résistance $R + r = 100\ \Omega$ de la cellule suivante, constitue un ensemble de 10 Ω en série avec une résisance $R = 90\ \Omega$; elle fournit également un affaiblissement au 1/10. Il en est de même pour les cellules suivantes en remontant vers la source.

Un commutateur *M*, comportant autant de positions qu'il y a de cellules, plus une, permet de réduire la tention initiale *V*, lue sur un voltmètre, dans un rapport connu variable *d'une façon discontinue* par bonds successifs de 10. Pour obtenir une variation continue de la tension de sortie, on dispose en outre sur la chaîne un potentiomètre à curseur qui permet des variations continues dans un rapport égal à 10 et assure la liaison entre deux positions consécutives du curseur *M*. L'ensemble est dyssymétrique et les divers éléments de chaque cellule sont reliés le plus directement possible à la masse de l'appareil pour bien définir tous les potentiels.

On peut utiliser un potentiomètre *P*, de résistance *R'* grande devant *r*, c'est-à-dire 10 Ω, et connecté par le jeu du commutateur *M* en parallèle sur la cellule de sortie de l'affaiblisseur décimal (fig. *I-106*).

Le plus souvent, l'affaiblisseur continu est placé en tête de la chaîne décimale ; il est alors du type « boîtes jumelées » à impédance constante (fig. *I-107*).

Dans les deux cas, le cadran de manœuvre du curseur du potentiomètre porte une graduation régulière qui indique en général les valeurs de la tension de sortie *u*, pour une valeur repérée V_0 de la tension *V* de la source, lorsque le commutateur *M* est placé sur la position d'affaiblissement maximal, par exemple de 1 à 10 μV.

En plaçant le commutateur *M* sur ses diverses autres positions, on multiplie alors successivement la tension de sortie par 10, 100, 1 000, etc., c'est-à-dire par la puissance de 10 correspondant au nombre de cellules mises hors circuit. Ces chiffres sont gravés en face de chaque position d'arrêt du commutateur *M* qui, pour cette raison, est désigné sous le nom de *multiplicateur.*

Dans le cas d'un affaiblisseur à 5 cellules du type représenté sur la figure *I-106*

alimenté, par exemple, sous une tension V de 1 V, on peut donc réaliser une *variation continue* de la tension de sortie dans la gamme considérable de 1 μV à 1 V. Dans le cas du montage à 4 cellules de la figure *I-107*, la gamme est seulement de 1 μV à 0,1 V (voir : chap. XI, § B, 2°).

Ces étalonnages ne restent valables, bien entendu, que si le circuit d'utilisation connecté entre les bornes de sortie a une impédance à la fréquence de travail très grande devant la résistance interne de sortie de l'affaiblisseur.

Dans le montage le plus courant du type de la figure *I-107*, celle-ci est de 10 Ω pour les positions 0, 1, 2, et 3 du commutateur M, et de 50 Ω pour la position 4.

Dans un montage du type de la figure *I-106*, elle est variable avec la position du curseur P et de valeur sensiblement plus élevée. Pour cette raison, ce montage est peu employé.

Les appareils de cette catégorie doivent donc être utilisés à *circuit pratiquement ouvert*, de même que les diviseurs de tension à décades. Nous verrons pourtant une exception au chapitre XI en étudiant les conditions d'attaque d'un récepteur à travers une antenne fictive.

— Dans les limites où toutes les précautions voulues ont été prises pour réduire les couplages parasites et les effets inductifs et capacitifs, l'affaiblissement est indépendant de la fréquence.

Pratiquement, avec la technique de construction courante, ces conditions sont à peu près satisfaites jusqu'aux environs de 20 MHz ; pour des fréquences plus élevées, en particulier à la fréquence maximale de 50 MHz des générateurs usuels, l'étalonnage peut ne plus présenter qu'une approximation à cause des fuites, des capacités parasites et de la variation des résistances constituant les potentiomètres. L'organe le plus rapidement déficient est l'affaiblisseur continu à curseur. L'affaiblisseur à décades, au contraire, est moins difficile à réaliser et, en prenant soin de blinder séparément chaque cellule, il est possible d'obtenir un fonctionnement satisfaisant jusqu'aux ondes métriques (300 MHz).

Affaiblisseurs à transformateur sinusoïdal. — Dans les affaiblisseurs à transformateur du type *Mesny*, la tension initiale V est appliquée aux bornes primaires d'un transformateur sans fer (fig. *I-108*). La tension affaiblie u est recueillie aux bornes du secondaire ; elle est pratiquement égale, à la chute de tension près dans l'inductance de la bobine secondaire, à la force électromotrice e induite dans cette bobine.

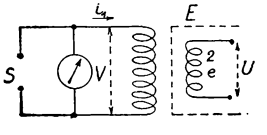


FIG. I-108.

Pour éliminer pratiquement les couplages électrostatiques et avoir entre les deux bobines un simple couplage magnétique, on dispose entre elles un *écran électrostatique* E constitué par des fils de cuivre nombreux et isolés, réunis à la masse en *un seul point*, et constituant une nappe de conducteurs équipotentiels à *circuit ouvert*, ne pouvant constituer aucune spire en court-circuit dans le champ inducteur.

— Le couplage entre les deux bobinages peut être *fixe ;* on réalise alors un affaiblisseur fixe comparable à un réducteur potentiométrique non réglable.

— On peut également le rendre *variable* en déplaçant les bobines l'une par rapport à l'autre. En général, le bobinage primaire est disposé sur une carcasse cylindrique fixe (1), (fig. *I-109*) ; le bobinage secondaire (2) est enroulé au contraire sur une carcasse cylindrique, ou sphérique, orientable à l'intérieur de la première autour d'un axe O, perpendiculaire à celui de la bobine primaire.

Lorsque les spires des deux bobines sont parallèles, l'inductance mutuelle entre les deux enroulements a sa valeur maximale M_0. Si l'on fait tourner la carcasse mobile d'un angle α autour de son axe O, l'inductance mutuelle est réduite et devient :

$$M = M_0 \cos\alpha.$$

Par suite, la tension aux bornes du secondaire varie avec l'angle α suivant une loi sinusoïdale, d'où le nom de *transformateur sinusoïdal* donné à ce type d'affaiblisseur. Elle s'*annule* complètement pour $\alpha = \frac{\pi}{2}$. Si l'on désigne par U sa valeur maximale correspondant à $\alpha = 0$ et mesurée au préalable à l'aide d'un voltmètre, la tension de sortie pour une position α quelconque a pour valeur :

$$u = U \cos\alpha.$$

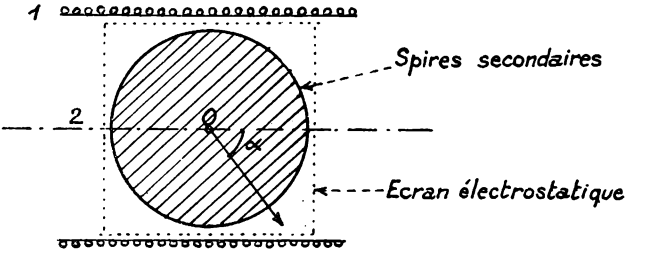


FIG. I-109.

Il suffit donc de lire l'angle α sur un limbe gradué lié à la bobine mobile pour en déduire l'affaiblissement à partir de la valeur initiale U et par suite la valeur de la tension de sortie affaiblie u.

— La loi de variation sinusoïdale, imposée par des propriétés mécaniques, est indépendante de la fréquence. Il en est de même du tarage de la tension maximale secondaire U dès l'instant où l'on maintient aux bornes du primaire une tension V constante.

En effet, si l'on désigne par I_1 le courant débité dans la bobine primaire sous la tension V, on a approximativement en module :

$$I_1 = \frac{V}{L\omega}$$

en désignant par L l'inductance primaire et en supposant la résistance du bobinage négligeable devant $L\omega$; la force électromotrice induite dans le bobinage secondaire est alors :

$$e = M\omega I_1 = \frac{M}{L} V.$$

La valeur de la tension de sortie, à la chute de tension près dans l'inductance de la bobine mobile, a pour expression :

$$u \approx e = \frac{M_0}{L} V \cos\alpha = U \cos\alpha \tag{26}$$

et l'affaiblissement :

$$A = \frac{u}{U} = \cos\alpha.$$

On obtient ainsi une loi d'affaiblissement bien connue, que l'on peut vérifier éventuellement en basse fréquence, et un étalonnage indépendant de la fréquence dès l'instant où, à l'aide d'un voltmètre V (fig. *I-108*) on maintient constante la tension aux bornes de l'enroulement primaire.

— Au voisinage de l'angle $\alpha = 0$, l'affaiblissement varie lentement en fonction de α ($\cos\alpha$) ; au contraire lorsque α tend vers 90°, c'est-à-dire pour les

grands affaiblissements, la variation de u devient très rapide et les lectures faites sur le limbe gradué perdent toute précision. De ce fait, l'*affaiblissement utilisable* sur un transformateur sinusoïdal à partir du niveau correspondant à $\alpha = 0$ est limité en pratique au voisinage de 25 dB ($\alpha \approx 87°$).

— Pour réaliser des affaiblissements plus importants, on connecte en cascade un nombre quelconque d'affaiblisseurs du même type, fixes ou variables.

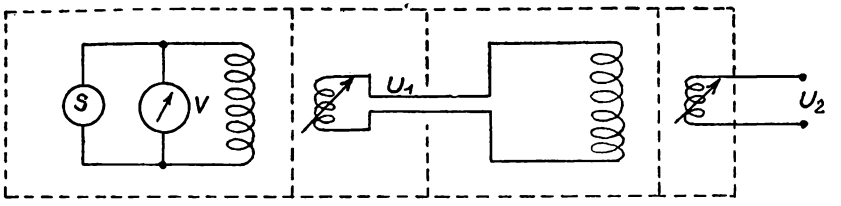


FIG. I-110.

Considérons deux transformateurs sinusoïdaux connectés en série (fig. *I-110*), l'enroulement secondaire du premier alimentant l'enroulement primaire du second ; le tout étant soigneusement blindé pour éliminer tous couplages parasites.

Maintenons aux bornes du primaire du premier transformateur une tension constante V et plaçons les deux transformateurs au maximum de transmission ($\alpha = 0$).

Nous trouvons :

a) aux bornes de sortie du premier transformateur, c'est-à-dire aux bornes d'entrée du second, une tension U_1, que l'on peut mesurer au voltmètre et qui sert en général de tension origine étalonnée ;

b) aux bornes de sortie du second transformateur, une tension U_2 plus faible.

Le rapport $\frac{U_1}{U_2}$ caractérise l'*affaiblissement fixe* résultant de la mise en circuit du second transformateur. On l'évalue en général en décibels ; nous le désignerons par le symbole F_2.

Si maintenant on fait tourner les bobines mobiles des deux transformateurs d'angles α_1 et α_2, on affaiblit successivement le signal de sortie, dans les rapports $\cos \alpha_1$ et $\cos \alpha_2$.

Si l'on désigne par A_1 et A_2 les affaiblissements partiels correspondant exprimés en décibels, l'affaiblissement total de u_2 au-dessous de la tension de référence U_1 a pour expression :

$$A_t = A_1 + F_2 + A_2 \text{ décibels.}$$

— Plus généralement, si l'on met en cascade un nombre quelconque de transformateurs sinusoïdaux, l'affaiblissement total s'exprime sous la forme :

$$A_t = \sum A + \sum F. \tag{27}$$

Les affaiblissements variables A sont lus directement sur les limbes gradués de chaque transformateur. L'affaiblissement total est donc connu dès qu'on a étalonné les affaiblissements fixes F. Cet étalonnement peut toujours se faire très simplement par comparaison avec un affaiblissement variable. Considérons par exemple la chaîne de deux transformateurs de la figure *I-110*. Plaçons les deux bobinages mobiles au maximum ($\alpha = 0$) et *repérons* à l'aide d'un *voltmètre amplificateur* quelconque la tension de sortie U_2.

Cela fait, coupons la liaison entre les deux transformateurs et connectons le voltmètre amplificateur aux bornes de sortie du premier transformateur sans modifier sa sensibilité. Enfin, affaiblissons le signal de sortie en faisant tourner la bobine mobile du premier transformateur jusqu'à ramener le voltmètre amplificateur sur son repère, c'est-à-dire la tension U_1 à la valeur U_2. On a alors en désignant par A'_1 l'affaiblissement lu sur le cadran du premier transformateur :

$$F_2 = A'_1.$$

Dans une chaîne comprenant un nombre quelconque de transformateurs on peut étalonner ainsi de proche en proche tous les affaiblissements fixes et appliquer la relation 27.

— Pour simplifier la manipulation et permettre des étalonnages à lecture directe, on utilise le dispositif schématisé sur la figure *I-111* et construit par la Précision Électrique. La chaîne d'affaiblisseurs comporte un nombre réglable de transformateurs fixes réducteurs de tension et un seul transformateur variable ; elle est alimentée sous une tension fixe V repérée par un voltmètre.

Les transformateurs fixes sont réglés de façon à introduire un affaiblissement de 20 dB, soit un rapport de tension égal à 10. Leur nombre peut être

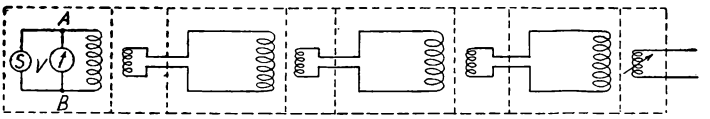


FIG. I-111.

modifié à volonté par un système de clefs portant des repères qui indiquent le nombre de transformateurs en circuit. Ils jouent le même rôle que les affaiblisseurs décimaux dans les dispositifs à résistances (fig. *I-106*). L'affaiblisseur variable réalise la variation continue dans un rapport un peu supérieur à 10 (25 dB) et effectue la liaison entre les affaiblisseurs fixes. Son cadran porte une échelle graduée directement en microvolts ; les clefs de commutation des transformateurs fixes sont repérées en puissances de 10.

Pour les mesures nécessitant d'évaluer des affaiblissements (mesures de sélectivité par exemple), le cadran de l'affaiblisseur variable porte une échelle graduée de 0 à 25 dB. L'affaiblissement total en dessous du niveau de référence U_1, exprimé en décibels, est alors égal à l'affaiblissement lu sur le cadran de l'affaiblisseur variable augmenté de autant de fois 20 dB qu'il y a de transformateurs fixes en circuit. Cette disposition permet d'obtenir par simple différence la valeur d'un affaiblissement quelconque exprimé immédiatement en décibels.

— Les divers circuits de la chaîne d'affaiblissement n'ont aucun point de contact entre eux ; de plus ils sont *symétriques* par rapport à la masse et *isolés* de la masse ; enfin, chaque étage peut être facilement blindé. Ces circonstances sont très favorables à l'élimination des effets parasites créateurs de fuites ; il est alors possible, en mettant en cascade un grand nombre de transformateurs, d'obtenir avec sécurité des affaiblissements très importants. Dans les appareils usuels de cette catégorie le niveau de sortie peut varier d'une façon continue de 0,1 à 100 000 μV, soit un rapport de 10^6 ou 120 dB.

— Le circuit de sortie est isolé de la masse et possède une impédance *constante indépendante du réglage de l'affaiblisseur*, ce qui constitue deux avantages

pratiques intéressants dans beaucoup de cas. L'impédance de sortie, constituée par la réactance de la bobine mobile du transformateur variable, est purement réactive ; elle peut donc être introduite dans un circuit oscillant sans provoquer d'amortissement sensible comme c'est le cas pour les affaiblisseurs à résistances. Par contre sa réactance varie avec la fréquence ; elle est en général faible (quelques ohms) dans la plus grande partie de la gamme d'utilisation, mais peut atteindre jusqu'à 200 Ω pour les ondes les plus courtes.

Enfin, la présence d'une sortie inductive peut donner lieu à des *résonances avec les capacités des fils de connexions* reliant les bornes de sortie de l'affaiblisseur aux circuits d'utilisation. Il convient de faire très attention à cette cause de trouble qui peut amener des erreurs graves sur les ondes les plus courtes de la gamme. Pour en atténuer les effets, on shunte en général le circuit de sortie (dernier transformateur variable) par une résistance faible de l'ordre de 100 Ω.

Sous réserve des précautions propres à éviter ce défaut, le principe de l'affaiblisseur à transformateur est applicable dans une gamme de fréquences très étendue. Il existe dans le commerce deux types usuels ; l'un couvrant la gamme de 15 à 6 000 m, l'autre la gamme de 3 à 15 m (100 à 20 MHz).

L'impédance de sortie étant faible, ces appareils peuvent débiter sur des circuits extérieurs d'impédance quelconque.

— Les affaiblisseurs à transformateurs sinusoïdaux représentent une solution sûre pour les mesures d'affaiblissement en haute fréquence. L'étalonnage complet peut en être effectué à tous moments à partir de la loi sinusoïdale, c'est-à-dire d'une caractéristique mécanique bien définie. Les fuites sont faibles et peuvent être rendues pratiquement nulles en multpliant le nombre de cellules ; de plus elles sont *faciles à contrôler* car, *s'il y a des fuites, les zéros des divers transformateurs variables se trouvent décalés* ou disparaissent ; de plus les affaiblissements obtenus pour deux positions symétriques de l'affaiblisseur de part et d'autre du zéro ($\pm \alpha$) ne sont plus égaux.

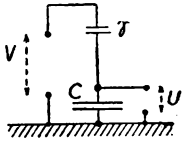


FIG. I-112.

Affaiblisseurs à capacités. — Un affaiblisseur à capacités est en principe un réducteur de tension à condensateurs du type utilisé pour la mesure des tensions élevées (I § D 3°, p. 82, fig. *I-75*). Il est constitué par une chaîne potentiométrique comprenant (fig. *I-112*), un faible condensateur γ et un condensateur C de valeur très supérieure connecté directement à la masse de l'appareil ; le tout est soigneusement blindé.

La tension initiale V est appliquée aux bornes de la chaîne ; la tension réduite est recueillie aux bornes du gros condensateur C et est liée à V par la relation :

$$U = \frac{\gamma}{C + \gamma} V.$$

Soit pratiquement en supposant $\gamma \ll C$:

$$U \approx \frac{\gamma}{C} V.$$

Ce résultat est indépendant de la fréquence dans les limites où l'*inductance des connexions reste négligeable* devant la réactance de C. L'impédance de sortie de l'affaiblisseur se réduit pratiquement à la réactance $\frac{1}{C\omega}$ de C (puisque $\gamma \ll C$) ; c'est une réactance pure qui n'apporte pas d'amortissement

aux circuits d'utilisation. Les capacités parasites des connexions viennent se placer en parallèle sur C et ne peuvent que perturber légèrement l'étalonnage ; elles ne peuvent donner lieu à des résonances comme dans le cas de l'affaiblisseur à transformateur. Par contre, la valeur de l'impédance de sortie varie en raison inverse de la fréquence.

On peut envisager de réaliser des affaiblisseurs fixes en donnant à γ et à C des valeurs constantes, ou des affaiblisseurs variables en faisant varier la capacité de couplage γ.

Pour obtenir des grands affaiblissements, on est conduit à donner à γ des valeurs extrêmement faibles ; il faut alors faire une attention toute particulière aux capacités parasites susceptibles de réaliser un couplage perturbateur direct entre la source et la capacité C ; la meilleure solution consiste à blinder méthodiquement tous les éléments du circuit.

On peut alors constituer la capacité γ par deux petites armatures métalliques entre lesquelles on fait passer un écran, mis à la masse, percé de trous ou de fentes de dimensions diverses ou variables.

Les caractéristiques de ces affaiblisseurs peuvent difficilement se déterminer par le calcul ; l'étalonnage doit donc se faire expérimentalement en ajustant la capacité γ par comparaison avec un affaiblisseur étalonné d'un autre type, par exemple à transformateur sinusoïdal.

— Les affaiblisseurs à capacités peuvent rendre des services dans les gammes des ondes métriques et plus courtes pour lesquelles les affaiblisseurs à résistances et à transformateurs deviennent d'un emploi difficile. Cependant, ils ont été jusqu'ici relativement peu utilisés.

Affaiblisseurs à piston. — L'affaiblisseur à piston peut être considéré comme une réalisation particulière d'affaiblisseur à condensateurs. La capacité de couplage γ est constituée par deux petits plateaux a et b (fig. *I-113*), disposés

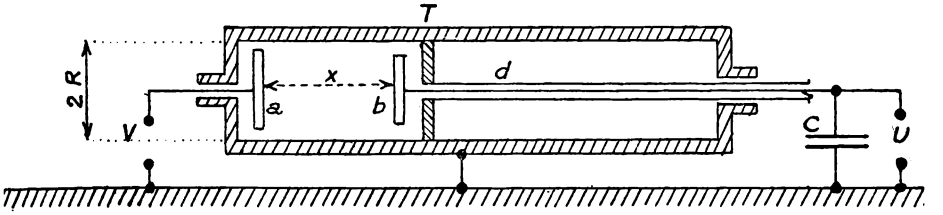


FIG. I-113.

en regard l'un de l'autre à l'intérieur d'un tube métallique épais T formant blindage et en liaison intime avec la masse. Ces deux plateaux sont isolés de la masse ; l'un d'eux « a », par exemple, est fixe et relié à la tension d'attaque V ; l'autre « b » est rendu solidaire mécaniquement d'un équipage d, mis à la masse, et coulissant dans le tube T. La sortie est effectuée par un fil isolé, traversant le tube coulissant d, et aboutissant à la capacité C constituant la seconde branche du potentiomètre.

La tension de sortie est prise aux bornes de C. En faisant glisser l'équipage mobile d dans le tube cylindrique T, on fait varier la capacité de couplage γ, donc la tension de sortie.

On réalise ainsi un affaiblisseur variable dans lequel le couplage entre le plateau inducteur a et le plateau induit b est réalisé par une onde évanescente du type E créée dans le guide d'ondes constitué par le tube T.

Dès lors, tant que la longueur d'onde de travail reste grande devant la longueur d'onde critique correspondant au diamètre du tube T et que, d'autre part, la distance x entre les deux plateaux est assez grande pour être dans la zone de régime uniforme, l'onde s'affaiblit suivant une loi exponentielle de la forme :

$$U = K V e^{-\alpha x}$$

dans laquelle α est défini par de diamètre du tube et indépendant de la fréquence.

Dans ces conditions, l'*affaiblissement exprimé en décibels* :

$$A = 20 \lg \frac{V}{U} = A_0 + \beta x \tag{28}$$

devient une *fonction linéaire des déplacements* de l'équipage mobile et est indépendant de la fréquence. Le coefficient β ne dépend que du diamètre R du tube T ; le calcul montre que, dans le cas d'un tube circulaire, on obtient un affaiblissement de 20,9 dB pour un déplacement longitudinal x de l'équipage mobile égal au rayon R du tube.

Ce dispositif permet donc de réaliser un véritable *étalon d'affaiblissement* et peut être utilisé pour étalonner des affaiblisseurs d'autres types.

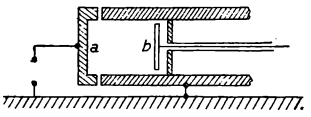


FIG. I-114.

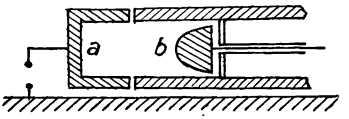


FIG. I-115.

Les mêmes résultats sont obtenus en intervertissant les rôles des électrodes *a* et *b*, c'est-à-dire en reliant *b* à la source et *a* au circuit de sortie.

— Bien entendu, lorsque le plateau *b* se rapproche du plateau *a*, la loi exponentielle 28 n'est plus satisfaite et il s'y substitue la loi en $1/x$ des condensateurs plans.

Cette discontinuité est une gêne pour les applications pratiques ; elle empêche de trop rapprocher les plateaux *a* et *b* et oblige à conserver pour γ une valeur faible. Dans ces conditions, l'affaiblissement du dispositif reste toujours assez grand et on est obligé d'utiliser en V une tension d'attaque importante. Pour réduire cette difficulté, on peut donner aux armatures *a* et *b* des formes spéciales (fig. *I-114, I-115*) étudiées pour prolonger la loi exponentielle et permettre de donner en fin de course à la capacité γ une *valeur relativement importante* et *bien définie*, cette dernière condition étant fondamentale car elle impose tout l'étalonnage en tension du niveau de sortie.

— Lorsque la sortie a lieu sur une grosse capacité C, comme l'indique la figure *I-113* (sortie à basse impédance), l'appareil fonctionne en réducteur potentiométrique variable et bénéficie des avantages pratiques de ce type de réducteur exposés ci-dessus ; il s'y ajoute ceux qui découlent de la loi d'affaiblissement linéaire en décibels. Il peut constituer un instrument extrêmement pratique permettant de réaliser sans interruption et d'une façon continue des affaiblissements très importants pouvant dépasser 100 dB ; en outre son organe de manœuvre peut être pourvu d'une échelle linéaire en décibels et d'une échelle logarithmique en tension. En revanche, la grande valeur de l'affaiblissement initial nécessite l'emploi d'une tension V importante.

Pour atténuer cet inconvénient, certains auteurs suppriment la capacité C. Mais alors, l'affaiblissement obtenu devient fonction de l'impédance du circuit

de sortie et l'appareil perd de ce fait une grande partie de son intérêt en tant qu'affaiblisseur étalonné.

— Ce type d'affaiblisseur n'a encore reçu que relativement peu d'applications.

Affaiblisseurs à bobine coulissante. — Ce type d'affaiblisseur est en fait un affaiblisseur à transformateur variable dont la disposition rappelle l'affaiblisseur à piston.

Les deux bobinages sont disposés à l'intérieur d'un tube métallique *T* formant écran (fig. *I-116*). L'un d'eux « *a* » est fixe et relié à la source qui crée

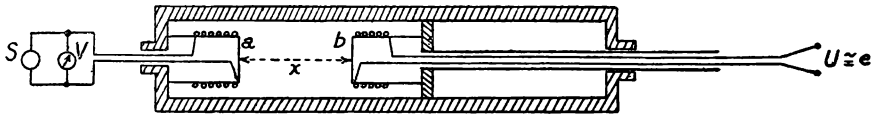


FIG. I-116.

à ses bornes une tension fixe *V*. L'autre « *b* » est solidaire mécaniquement d'un équipage mobile en liaison électrique avec le tube *T*, et coulissant dans ce tube ; il est lui-même isolé de la masse et relié aux circuits d'utilisation extérieurs par deux fils isolés qui traversent l'équipage mobile, jouant le rôle d'écran, ou par un tube coaxial.

Le couplage entre les deux bobines est réalisé par une onde évanescente du type *H* créée dans la guide d'ondes constitué par le tube *T*. Dès lors, comme pour l'affaiblisseur à piston, la tension induite dans la bobine *b* est une fonction exponentielle de l'écartement *x* des deux bobines et l'affaiblissement évalué en décibels devient une fonction linéaire de *x* indépendante de la fréquence. L'affaiblissement est un peu plus rapide que dans le cas de l'affaiblisseur à piston et de 33,3 dB par rayon pour un tube cylindrique et des bobines axiales.

— Ce type d'affaiblisseur combine donc les avantages de l'affaiblisseur à piston avec les avantages, et aussi les inconvénients, des affaiblisseurs à transformateur. Il ne paraît pas avoir été encore employé pratiquement dans les gammes d'ondes courantes. Par contre son emploi devient de plus en plus fréquent sur les générateurs fonctionnant sur ondes décimétriques ou centimétriques. Dans ce cas les bobines *a* et *b* se réduisent à de simples boucles placées dans le plan de symétrie du tube *T* et dont une des extrémités est systématiquement connectée à la masse.

Remarque au sujet de l'étalonnage. — Dans tout ce qui précède, nous avons utilisé comme tension de sortie la *différence de potentiel* qui apparaît à *circuit ouvert* aux bornes d'un élément de circuit des divers affaiblisseurs étudiés ; cette définition sous-entend implicitement que l'appareil débite sur un circuit d'utilisation d'*impédance pratiquement infinie*. Si cette condition n'est pas satisfaite, l'impédance du circuit d'utilisation shunte le circuit de sortie de l'affaiblisseur et la différence de potentiel entre ses bornes peut en être complètement changée ; il en est de même de l'affaiblissement entre les tensions d'entrée et de sortie, donc de l'étalonnage de l'appareil qui devient fonction de l'impédance d'utilisation extérieure.

Comme, en pratique, cette impédance est souvent de l'ordre de grandeur de l'impédance de sortie des affaiblisseurs, et parfois inférieure, il est important d'examiner de plus près ce qui se passe lorsque l'impédance d'utilisation devient faible.

— Deux cas peuvent être envisagés suivant que l'affaiblisseur utilisé est d'un type à transformateur ou d'un type potentiométrique.

— Dans le premier cas le circuit de sortie est constitué par une bobine complètement isolée dans laquelle on induit une force électromotrice variable e. Cette bobine débite dans le circuit extérieur d'impérance $\mathfrak{Z}$.

Si $\mathfrak{Z}$ est grand devant l'impédance z de la bobine, la tension aux bornes u est pratiquement égale à la force électromotrice e ; c'est le cas simple envisagé plus haut. Si au contraire $\mathfrak{Z}$ devient de l'ordre de grandeur de z, la tension u diminue d'autant plus que $\mathfrak{Z}$ est plus faible ; par contre la force électromotrice e, qui ne dépend que des circuits antérieurs de l'affaiblisseur sur lesquels le circuit de sortie est pratiquement sans effet notable, est indépendante de $\mathfrak{Z}$, et reste égale à la valeur de u mesurée à circuit ouvert.

Dès lors, quel que soit $\mathfrak{Z}$, on est amené à considérer le circuit de sortie comme un ensemble d'impédance $\mathfrak{Z}_t = \mathfrak{Z} + z$, dans lequel agit une force électromotrice e bien définie et égale à la valeur de la différence de potentiel mesurée à circuit ouvert aux bornes de la bobine.

— Dans le cas d'un affaiblisseur potentiométrique, la solution du problème est moins immédiate, mais la conclusion reste la même.

En effet, quel que soit le type de potentiomètre utilisé, à résistances, à capacités ou à impédances quelconques, le circuit de sortie se présente toujours sous l'aspect schématisé sur la figure *I-117*.

Les bornes de sorties AB sont reliées à la source par une impédance $\mathfrak{R}$ de valeur relativement grande : capacité γ sur la figure *I-112*, résistance R de la figure *I-106* ; entre ces bornes, on connecte en parallèle : d'une part une impédance z, relativement très faible devant $\mathfrak{R}$ (capacité C, résistance r), d'autre part l'impédance d'utilisation extérieure $\mathfrak{Z}$ qui peut être quelconque *a priori*. Dans ces conditions, et en raison de la faible valeur relative de z devant $\mathfrak{R}$, on peut admettre que la tension V créée par la source aux bornes d'entrée du circuit est pratiquement indépendante de $\mathfrak{Z}$, quelle que soit sa valeur relative par rapport à z.

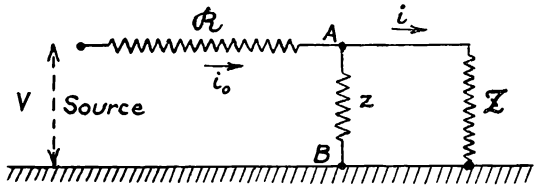


FIG. I-117.

Le courant i débité dans l'impédance extérieure est alors :

$$i = \frac{z}{\mathfrak{Z}+z} \cdot \frac{\mathcal{V}}{\mathfrak{R} + \dfrac{z\mathfrak{Z}}{\mathfrak{Z}+z}} = \frac{\dfrac{z}{\mathfrak{R}+z}\mathcal{V}}{\mathfrak{Z} + \dfrac{z\mathfrak{R}}{\mathfrak{R}+z}}$$

et tout se passe comme si l'on avait un circuit constitué par l'impédance extérieure $\mathfrak{Z}$ en série avec l'impédance apparente $\dfrac{z\mathfrak{R}}{\mathfrak{R}+z}$ du potentiomètre, dans lequel agirait une force électromotrice $\dfrac{z}{\mathfrak{R}+z}\mathcal{V}$ égale à la différence de potentiel qui existe aux bornes de sortie du potentiomètre lorsqu'on coupe $\mathfrak{Z}$ ($\mathfrak{Z} = \infty$).

— Cette propriété est tout à fait générale, quelle que soit la complexité de la chaîne potentiométrique, en particulier si elle comporte des liaisons par câbles coaxiaux, dès l'instant où, en un point quelconque de cette chaîne,

on maintient constante la valeur d'un courant ou d'une tension. Elle découle directement du Théorème de Thévenin que l'on peut énoncer comme suit :

Dans tous les cas, tout se passe à la sortie comme si l'on avait un circuit unique, d'impédance égale à la somme de l'impédance extérieure et de l'impédance de sortie de l'affaiblisseur, dans lequel agirait une force électromotrice égale à la différence de potentiel aux bornes de sortie à circuit ouvert, donc conforme à l'étalonnage.

Ces remarques seront utiles au chapitre XI, § B 2°, pour l'étude des générateurs étalonnés.

G. — APPAREILLAGES ANNEXES

1° Transformateurs à écrans.

— Dans un transformateur ordinaire comportant deux enroulements concentriques, superposés sur le même noyau, il existe entre les spires de ces deux enroulements des capacités relativement importantes. Ces capacités réalisent entre les circuits primaires et secondaires reliés au transformateur un couplage électrostatique parasite qui se superpose au couplage électromagnétique normal et par lequel s'écoulent des courants qui jouent en général un rôle perturbateur. Nous en trouverons ci-après un exemple pour l'alimentation des ponts d'impédances. Plus généralement, dans le cas d'un transformateur d'alimentation relié à un réseau à 50 Hz, cette capacité constitue l'un des chemins d'accès des parasites à haute fréquence d'origine extérieure ou des fuites à haute fréquence des oscillateurs blindés.

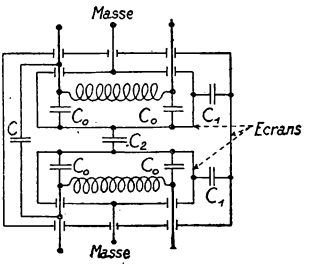


FIG. I-118.

— Pour atténuer et éliminer pratiquement cet effet, on réalise des transformateurs spéciaux dans lesquels chaque bobinage se trouve placé dans un blindage qui l'isole des circuits voisins et qui est constitué par des feuilles de clinquant entourant les bobinages. Pour éviter la constitution de spires en court-circuit, qui s'opposeraient au bon fonctionnement du transformateur, les extrémités des feuilles de clinquant se recouvrent sans contact par-dessus une feuille isolante.

Ces feuilles sont reliées en général de façon à constituer deux blindages entourant complètement chaque bobinage et isolés l'un de l'autre comme l'indique la figure *I-118*. Le tout est enfermé dans une boîte métallique formant blindage général. Des bornes, connectées à chacun des deux blindages intérieurs, sont disposées sur le dessus de l'appareil pour permettre la mise à la masse des écrans.

— Lorsque les deux écrans sont reliés à la masse, la capacité directe entre les deux enroulements est pratiquement éliminée ; elle se réduit à la capacité *C*, (fig. *I-118*), entre les connexions de sortie des blindages, capacité toujours très faible.

Par contre on accroît d'une façon importante la capacité par rapport à la masse des deux enroulements. Nous verrons que, pour certaines applications comme les ponts d'impédances, ces capacités interviennent directement dans les conditions de fonctionnement des circuits. Il y a donc avantage, sinon à les supprimer, du moins à les connaître ; de plus, en règle générale, il y a intérêt à ce qu'elles soient également réparties de part et d'autre des enroulements. On satisfait à cette condition dans la construction des appareils usuels en soignant la symétrie de bobinage des enroulements.

Il existe en outre des capacités assez fortes entre les divers écrans. Ces capacités ne jouent aucun rôle si les écrans sont tous mis à la masse ; elles peuvent intervenir efficacement dans le cas contraire.

— A titre documentaire, la figure *I-118* donne une représentation schématique d'un transformateur à écrans, réalisé par la General Radio pour l'alimentation des ponts d'impédances. Les ordres de grandeur des diverses capacités sont les suivantes :

$$C_0 = 200 \text{ pF}$$
$$C_1 = 70 \text{ pF}$$
$$C_2 = 30 \text{ pF}$$
$$C = 0{,}3 \text{ pF}$$

2° Déphaseurs.

Pour certaines mesures, par exemple pour tracer ou discuter des courbes de Lissajous, il est commode de pouvoir faire varier dans certaines limites et d'une quantité connue la phase d'un courant sinusoïdal.

— La solution la plus générale et la plus correcte consiste à passer par l'intermédiaire d'un véritable *transformateur de phase à champ tournant.*

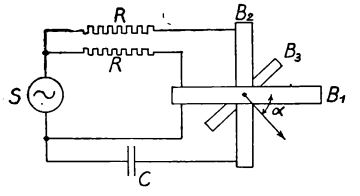


FIG. I-119.

La source à déphaser attaque en parallèle deux bobines fixes identiques, B_1 et B_2, (fig. *I-119*), disposées à angle droit et sans couplage mutuel. Dans chaque circuit on place en série une résistance R égale à la réactance $L\omega$ des bobines pour la fréquence utilisée ; enfin, une capacité C, de réactance égale au double de celle des bobines, est connectée en série avec l'une d'elles. Les courants dans les deux bobines sont alors égaux et en quadrature et l'on obtient dans l'espace compris entre ces bobines un champ tournant circulaire.

Le même résultat peut être obtenu plus simplement à l'aide du montage de la figure *I-120* en ajustant les éléments R C de façon à satisfaire l'égalité :

$$R = \frac{1}{C\omega}.$$

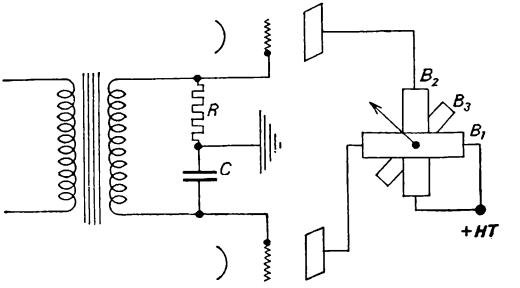


FIG. I-120.

Dans le champ tournant ainsi réalisé on place une bobine orientable B_3 dans laquelle on obtient une force électromotrice d'amplitude constante et dont la phase varie régulièrement lorsqu'on fait tourner l'équipage mobile. Les variations de phase sont égales aux déplacements angulaires de la bobine et peuvent être mesurées par lecture directe sur un cadran gradué en degrés solidaire de son axe.

Cette solution permet des mesures précises des différences de phase d'angle quelconque sous réserve de disposer effectivement d'un champ circulaire. Les appareils de cette catégorie ne sont donc utilisables qu'en *courant sinusoï-*

dal et *à la fréquence pour laquelle on a effectué les réglages* des résistances R et de la capacité C. De plus, leur réalisation demande des précautions et ne peut s'improviser.

— Dans le cas où l'on ne cherche pas à mesurer des variations de phase mais seulement à faire varier la phase d'un courant pour obtenir un effet particulier, par exemple la concordance avec un autre courant (courbes de Lissajous), on peut utiliser des solutions moins générales, moins satisfaisantes à beaucoup de points de vue pratiques, mais de réalisation plus simple.

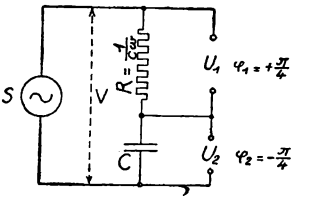


FIG. I-121.

Nous avons vu au paragraphe I-E 2° ci-dessus, page 100 (fig. *I-91*), un dispositif comprenant en série une résistance et une capacité qui permet d'obtenir deux tensions en quadrature. Le même dispositif peut être utilisé pour réaliser des déphasages voisins de $\pm \frac{\pi}{4}$. La source à déphaser débite sous une tension V dans un potentiomètre constitué par une résistance R en série avec un condensateur C (fig. *I-121*). Si l'on fait $R = \frac{1}{C\omega}$, on recueille aux bornes de R et de C des tensions U_1 et U_2 respectivement déphasées de $+\frac{\pi}{4}$ et $-\frac{\pi}{4}$ sur V. En rendant R ou C variable, on peut faire varier la phase des tensions U_1 et U_2 *au voisinage* de ces valeurs ; mais simultanément, on fait varier leur amplitude.

— Une solution plus complète du même type est représentée sur la figure *I-122*.

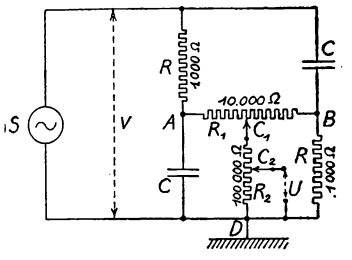


FIG. I-122.

La source à déphaser S alimente en parallèle, sous une tension V, deux dispositifs potentiométriques fixes, du type de la figure *I-121* $\left(R = \frac{1}{C\omega}\right)$, mais croisés. Entre les points centraux A et B se trouve un potentiomètre constitué par une résistance R_1 grande devant R. Enfin, entre le curseur C_1 du potentiomètre R_1 et le point inférieur D du dispositif se trouve un second potentiomètre de résistance R_2 grande devant R_1.

La tension de sortie U est prise entre le point D et le curseur C_2 du potentiomètre R_2. En déplaçant le curseur C_1 sur le potentiomètre R_1, entre ses extrémités A et B, on fait varier *progressivement* la différence de phase de la tension de sortie par rapport à la tension d'attaque V et on peut lui donner une *valeur quelconque comprise entre* $-\frac{\pi}{4}$ *et* $+\frac{\pi}{4}$. On règle son amplitude en agissant sur le curseur C_2 du potentiomètre R_2.

Comme le premier, ce dispositif ne peut être utilisé qu'en courant sinusoïdal de fréquence fixe connue. De plus, il exige l'emploi d'un circuit d'utilisation d'impédance pratiquement infinie ou du moins grande devant R_2. Il est intéressant en pratique par le fait que la source S et le circuit d'utilisation ont un point commun qui peut être relié à la masse, ce qui évite l'emploi d'un transformateur de liaison. Par contre le réglage de la phase par le curseur C_1 réagit sur l'amplitude de la tension de sortie U.

— On peut obtenir une parfaite indépendance des réglages de la phase et de l'amplitude en utilisant le montage de la figure *I-123*.

La source à déphaser S alimente, à travers un transformateur T à écran et à secondaire symétrique, un circuit déphaseur RC du type représenté sur la figure *I-121*. La tension déphasée est prise entre les points AB reliés respectivement au milieu du circuit déphaseur et au milieu M du secondaire du transformateur T (fig. *I-123*) ou de la résistance en shunt R' (fig. *I-124*).

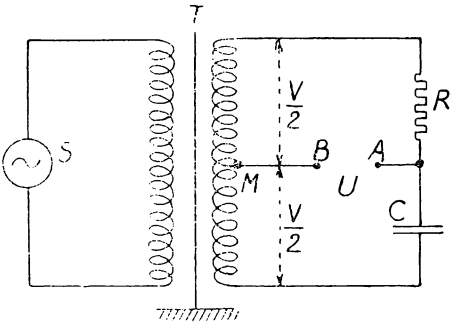


FIG. I-123.

Si l'on désigne par V la tension aux bornes du secondaire du transformateur, et si l'on suppose l'impédance d'utilisation pratiquement infinie, la tension de sortie U a pour expression :

$$U = V\frac{R}{R - j\frac{1}{C\omega}} - \frac{V}{2}$$

Son amplitude U et son déphasage φ par rapport à la tension V sont alors donnés par :

$$\begin{cases} U = \dfrac{V}{2} \\ \sin\varphi = \dfrac{2RC\omega}{R^2C^2\omega^2 + 1} \\ \cos\varphi = \dfrac{R^2C^2\omega^2 - 1}{R^2C^2\omega^2 + 1}. \end{cases}$$

Autrement dit, si l'on fait varier R ou C, la tension U conserve une amplitude constante $\frac{V}{2}$ et sa phase varie progressivement entre zéro et π.

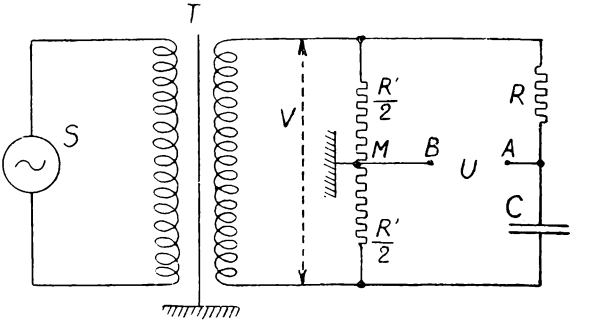


FIG. I-124.

Si, à partir de valeurs R et C connues, on fait varier R ou C de petites quantités connues ΔR ou ΔC, on produit des variations $\Delta\varphi$ de φ données respectivement par les relations :

$$\left.\begin{aligned} \Delta\varphi &= -\frac{2RC\omega}{1 + R^2C^2\omega^2}\cdot\frac{\Delta R}{R} \\ \Delta\varphi &= -\frac{2RC\omega}{1 + R^2C^2\omega^2}\cdot\frac{\Delta C}{C} \end{aligned}\right\} \text{radians}$$

En particulier, si l'on choisit R et C de façon que l'on ait pour la fréquence de travail :

$$R = \frac{1}{C\omega}$$

la tension U est en quadrature sur la tension $V\left(\varphi = \frac{\pi}{2}\right)$, son amplitude conserve une valeur constante $\frac{V}{2}$, et, *pour des petites variations* de R ou de C, son angle de phase varie de :

$$\left.\begin{aligned}\Delta\varphi &= -\frac{\Delta R}{R}\\ \Delta\varphi &= -\frac{\Delta C}{C}\end{aligned}\right\} \text{radians}$$

Ce montage offre donc sur les précédents trois avantages très intéressants pour les applications pratiques :

a) sa réalisation est simple à toutes fréquences ;

b) le réglage de la phase ne réagit pas sur celui de l'amplitude ;

c) on peut calculer simplement les variations de phase en fonction des variations de la résistance R ou de la capacité C.

Par contre, comme pour un pont d'impédances, le circuit de la source et le circuit d'utilisation n'ont pas de point commun et il faut faire usage d'un transformateur de liaison à écran et à secondaire symétrique, ou dispositif équivalent. En outre, comme pour les montages précédents, il faut opéere avec un courant de fréquence fixe connue et connecter entre les bornes AB un circuit d'utilisation d'impédance très grande devant les valeurs de R et $\frac{1}{C\omega}$.

Enfin, les relations simples qui précèdent ne sont valables que dans les limites où les caractéristiques de la source S et du transformateur T sont telles que les variations d'impédance du déphaseur RC, produites par les déréglages de R ou de C, n'aient pas de réactions appréciables sur l'amplitude et la phase de la tension V aux bornes du transformateur. A ce point de vue, le montage de la figure *I-124* est plus avantageux que celui de la figure *I-123* car, en choisissant R' suffisamment faible devant R et $\frac{1}{C\omega}$, les variations de R et de C sont pratiquement sans effet sur la charge du transformateur, donc sur la tension V ; c'est le montage usuel.

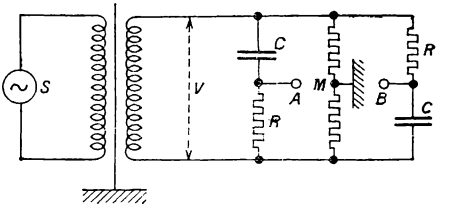


FIG. I-125.

— Signalons enfin le montage de la figure *I-125*, déduit de celui de la figure *I-124* et comportant deux branches RC croisées. Dans ce montage, la tension de sortie, prise entre les bornes AB, a une amplitude constante égale à V ; de plus elle est symétrique par rapport à la masse, ce qui peut être avantageux pour certaines applications, par exemple pour attaquer un oscilloscope à entrée symétrique.

3° Écouteurs téléphoniques.

Enfin, pour terminer la liste des appareils de mesure ou de contrôle, il convient de signaler les écouteurs téléphoniques, casques ou haut-parleurs. Ces appareils ne constituent pas des instruments de mesure, mais ils permettent à l'opérateur « d'entendre vivre » ses divers circuits et complètent très utilement l'oscilloscope cathodique qui, lui, permet de les « voir fonctionner ».

La combinaison de ces deux appareils de contrôle qualitatif donne souvent une puissance d'analyse subjective qu'il ne faut pas négliger et qui peut rendre de grands services, surtout pour un opérateur entraîné qui peut identifier rapidement par ces seuls moyens les particularités et les défauts de fonctionnement de ses appareils.

CHAPITRE II

CIRCUITS DE MESURE

A. — PONTS D'IMPÉDANCES

1° Propriétés générales.

Définitions et but. — On désigne sous le nom de *pont d'impédances*, ou plus simplement de *pont*, un circuit de mesure dérivé du pont de Wheatstone et utilisable en courant alternatif pour la mesure des impédances quelconques.

Un pont d'impédances se présente sous la forme schématique de la figure *II-1*. Il comporte essentiellement quatre impédances $Z_1 Z_2 Z_3 Z_4$ constituant les branches d'un quadrilatère $AEBF$; dans une des diagonales, quelconque *a priori*, se trouve une source de courant sinusoïdal S de fréquence f égale à celle à laquelle on veut faire la mesure ; dans l'autre diagonale est placé un détecteur de courant D, c'est-à-dire un appareil sensible aux courants de fréquence f et susceptible de déceler l'extinction du courant dans la diagonale correspondante.

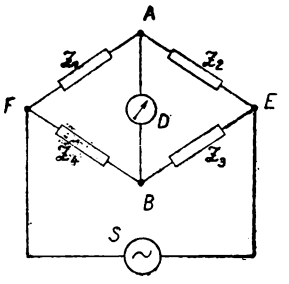


FIG. II-1.

— *La source* est constituée par un oscillateur à basse ou à haute fréquence, suivant la valeur de la fréquence à laquelle on veut opérer, et d'un type décrit au chapitre I.

— *Le détecteur* est un appareil dont la propriété essentielle est d'être très sensible au courant à la fréquence de travail f ; c'est un simple indicateur de zéro qui n'a pas besoin d'être étalonné. Dans la gamme des *fréquences musicales* (300 à 6 000 Hz) on utilise en général un simple *écouteur téléphonique* dont la sensibilité est en moyenne de l'ordre de 10 μA et atteint environ 1 μA au voisinage de 1 000 à 2 000 Hz qui correspond au maximum de sensibilité de l'oreille ; le cas échéant on peut accroître cette sensibilité en faisant précéder l'écouteur d'un étage amplificateur, ce qui permet en outre de connecter dans la diagonale détecteur un appareil d'impédance infinie et de rendre de ce fait plus facile la discussion de la sensibilité de la méthode comme nous le verrons ci-après.

Un gros avantage pratique de la combinaison téléphone-oreille réside dans le fait que, au milieu d'un mélange de courants de fréquences différentes, l'oreille peut apprécier assez facilement l'extinction de l'un d'eux, en particulier du son fondamental, alors qu'il subsiste des harmoniques. Cette propriété est très précieuse chaque fois que l'équilibre du pont est fonction de la fréquence et que la source S n'est pas parfaitement sinusoïdale ; elle permet dans ce cas d'effectuer la mesure sur le terme fondamental comme si les harmoniques n'existaient pas.

— Dans les gammes de fréquences *extérieures à la gamme acoustique* (inférieures à 300 ou supérieures à 6 000 Hz), on peut remplacer l'écouteur téléphonique par un *oscilloscope cathodique* qui jouit de propriétés analogues. Il est sensible grâce à la présence des amplificateurs, et l'observation visuelle de l'image obtenue sur l'écran permet de distinguer assez facilement l'extinction du terme fondamental malgré la présence des harmoniques si ces derniers ne sont pas trop importants. On peut utiliser l'oscilloscope de deux façons :

a) en connectant les bornes d'entrée de l'amplificateur vertical dans la diagonale du pont et en synchronisant la base de temps sur un sous-harmonique de la fréquence *f* de façon à obtenir sur l'écran un oscillogramme de la tension aux bornes du pont ;

b) en attaquant les plaques de déviation horizontale par un circuit dérivé de la source qui alimente le pont, de façon à obtenir sur l'écran une figure de Lissajous. Cette méthode a l'avantage de fournir automatiquement une image stable (sans réglage d'une base de temps), quelle que soit l'amplitude de la tension d'attaque. Elle permet en outre de contrôler séparément les variations de phase et d'amplitude de la tension aux bornes de la diagonale du pont et de guider d'une façon plus complète les manœuvres de réglage du pont, lesquelles portent obligatoirement sur deux paramètres produisant en général des effets différents sur la phase et l'amplitude de la tension.

Dans les deux cas, au moment de l'extinction du terme fondamental, le spot trace sur l'écran une droite horizontale si les harmoniques sont négligeables ; dans le cas contraire, on obtient l'oscillogramme des harmoniques qui se distingue nettement de celui du terme fondamental.

— D'une *façon générale*, on peut utiliser comme détecteur un amplificateur quelconque suivi d'un indicateur également quelconque : indicateur à aiguille, trèfle cathodique, etc.

Cette solution présente en général l'inconvénient de ne plus permettre la distinction du terme fondamental et des harmoniques ; de ce fait, chaque fois que la condition d'équilibre du pont dépend de la fréquence, on n'obtient plus à l'indicateur un zéro net, mais un *minimum* de déviation d'autant plus flou que les harmoniques sont plus intenses.

On peut remédier à ce défaut en utilisant un *amplificateur* ou un *indicateur à résonance* accordé sur la fréquence du terme fondamental.

Dans la gamme des très basses fréquences (réseau), on a souvent utilisé dans ce but un galvanomètre à résonance.

Dans la gamme des hautes fréquences, en particulier des fréquences radioélectriques, la solution la plus simple et la plus satisfaisante consiste à utiliser comme détecteur un récepteur que l'on accorde sur la fréquence *f* de la mesure et qui, par ses propriétés sélectives, élimine automatiquement tous les harmoniques.

Équilibre du pont. — Les mesures d'impédances en radiotechnique étant faites exclusivement en courant sinusoïdal de fréquence *f* bien définie, l'étude des conditions d'équilibre du pont s'effectue très simplement, comme en courant continu, sous la seule réserve d'utiliser la notation symbolique par les imaginaires.

Si l'on désigne par $\mathfrak{Z}_1$, $\mathfrak{Z}_2$, $\mathfrak{Z}_3$ et $\mathfrak{Z}_4$ les impédances complexes des appareils constituant les quatre branches du pont, la condition d'équilibre s'écrit dans tous les cas sous la forme :

$$\mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_3 = \mathfrak{Z}_2 \mathfrak{Z}_4. \tag{1}$$

On peut également, en faisant figurer les admittances complexes $\mathcal{Y} = \frac{1}{\mathcal{Z}}$, l'écrire sous la forme :

$$\mathcal{Y}_1 \mathcal{Y}_3 = \mathcal{Y}_2 \mathcal{Y}_4. \tag{2}$$

Comme les quantités $\mathcal{Z}_1 \mathcal{Z}_2 \mathcal{Z}_3 \mathcal{Z}_4$ sont des grandeurs complexes comportant un terme réel et un terme imaginaire, la condition d'équilibre symbolique (1) se décompose en deux conditions réelles entre les termes réels et les termes imaginaires.

Autrement dit, l'*équilibre d'un pont en courant alternatif* nécessite toujours et *obligatoirement deux réglages indépendants* permettant d'équilibrer : l'un les termes actifs (résistances) des impédances, l'autre les termes réactifs (réactances).

Compensation du pont. — En courant continu ou à très basse fréquence, le montage schématique de la figure *II-1* est utilisable sans précautions spéciales. En courant alternatif, dont la fréquence atteint la gamme acoustique et *a fortiori* la gamme radioélectrique, il se complique du fait de la présence d'impédances

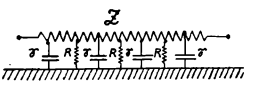


FIG. II-2 *a*.

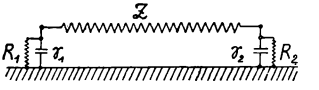


FIG. II-2 *b*.

parasites dues à l'inductance des connexions et aux capacités des divers organes par rapport à la masse.

Nous examinerons plus loin l'influence de l'inductance des connexions qui ne devient pratiquement gênante qu'aux fréquences élevées de la gamme radioélectrique et nous nous limiterons présentement à l'analyse des *effets perturbateurs dus à la masse.*

— Bien souvent, les appareils connectés dans les diagonales du pont, source et amplificateur, ont systématiquement par construction un pôle à la masse ; dans le cas où les circuits de sortie sont isolés, ils présentent toujours par rapport à la masse des capacités relativement importantes et parfois des conductances de fuites appréciables. Il en est de même *a priori* pour les divers appareils, inconnus ou étalons, qu'on est conduit à incorporer dans les branches du pont pour constituer les impédances $\mathcal{Z}_1 \mathcal{Z}_2 \mathcal{Z}_3 \mathcal{Z}_4$. Toutes ces impédances de fuites viennent se connecter en parallèle sur les diverses branches du pont et réalisent des courts-circuits plus ou moins complets de tout ou partie de certaines d'entre elles ; elles introduisent alors des perturbations importantes des conditions de fonctionnement du pont et peuvent, soit empêcher la réalisation de l'équilibre, soit donner lieu à des erreurs de mesure plus ou moins graves.

— Pour effectuer des mesures sérieuses à l'aide du montage en pont de la figure *II-1* il est donc indispensable :

a) de bien fixer les potentiels de tous les circuits ;

b) de dépister avec soin les impédances parasites et de bien préciser leur rôle perturbateur ;

c) de prendre toutes précautions pour éliminer l'action des effets perturbateurs sur le résultat de la mesure ; c'est-à-dire pour réaliser ce que l'on appelle la *compensation du pont.*

— Considérons un appareil quelconque schématisé par une impédance $\mathcal{Z}$ sur la figure *II-2-a.* Les divers organes constituants possèdent par rapport à la

masse des capacités γ et éventuellement des résistances de fuites R dues surtout à un défaut d'isolement des supports. Tant que les effets perturbateurs de ces éléments restent faibles, ce qui est en général le cas usuel, on peut en première approximation remplacer les impédances de fuites réparties réelles par des impédances fictives concentrées aux deux extrémités de l'appareil considéré, comme l'indique la figure *II-2-b*.

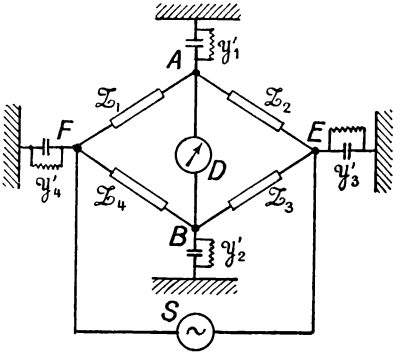


FIG. II-3.

— Dès lors, et sans faire aucune hypothèse restrictive sur les caractéristiques des appareils connectés dans les branches et dans les diagonales du pont, on peut représenter un pont d'impédances sous la forme schématique générale de la figure *II-3* qui tient compte implicitement de toutes les impédances de fuites des divers organes.

Désignons par $\mathcal{Y}'_1$, $\mathcal{Y}'_2$, $\mathcal{Y}'_3$ et $\mathcal{Y}'_4$ les admittances complexes fictives, connectées aux quatre sommets du pont et schématisant les fuites à la masse. Il est facile de voir sur la figure *II-3* que, par l'intermédiaire de la masse, elles constituent des circuits fermés qui viennent shunter les diverses branches du pont et perturber les conditions d'équilibre.

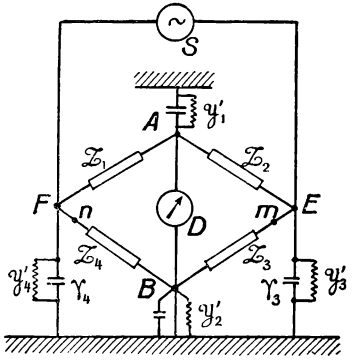


FIG. II-4.

— Deux cas sont à considérer suivant la façon dont sont réalisées les liaisons à la masse.

1° *L'une des diagonales a un point à la masse.* — L'autre diagonale est alors obligatoirement isolée de la masse et le circuit affecte, par exemple, la forme schématisée sur la figure *II-4* en supposant qu'on relie directement à la masse l'un des pôles (B) de la diagonale « détecteur ».

Dans ce cas, l'admittance de fuite $\mathcal{Y}'_2$ est mise en court-circuit et par conséquent ne joue aucun rôle ; l'admittance $\mathcal{Y}'_1$ shunte le détecteur et n'intervient pas dans la condition d'équilibre, donc n'apporte aucun trouble.

Par contre, les admittances $\mathcal{Y}'_3$ et $\mathcal{Y}'_4$ shuntent respectivement les impédances $\mathcal{Z}_3$ et $\mathcal{Z}_4$. *Les admittances apparentes* des branches BE et BF deviennent alors : $\mathcal{Y}_3 + \mathcal{Y}'_3$ et $\mathcal{Y}_4 + \mathcal{Y}'_4$ et la condition d'équilibre (2) s'écrit :

$$\mathcal{Y}_1(\mathcal{Y}_3 + \mathcal{Y}'_3) = \mathcal{Y}_2(\mathcal{Y}_4 + \mathcal{Y}'_4).$$

Soit :

$$\mathcal{Y}_1\mathcal{Y}_3 + \mathcal{Y}_1\mathcal{Y}'_3 = \mathcal{Y}_2\mathcal{Y}_4 + \mathcal{Y}_2\mathcal{Y}'_4.$$

Pour que l'on retrouve la condition normale d'équilibre :

$$\mathcal{Y}_1\mathcal{Y}_3 = \mathcal{Y}_2\mathcal{Y}_4$$

c'est-à-dire pour que la présence des admittances de fuites n'apporte aucune perturbation à la mesure, il faut et il suffit que l'on ait l'égalité :

$$\mathcal{Y}_1\mathcal{Y}'_3 = \mathcal{Y}_2\mathcal{Y}'_4.$$

Cette condition de compensation n'est autre que la condition d'équilibre du pont réalisé en déconnectant les impédances $\mathcal{Z}_3$ et $\mathcal{Z}_4$.

— On en déduit la règle pratique suivante pour réaliser la compensation du pont :

a) on retire les impédances $\mathfrak{Z}_3$ et $\mathfrak{Z}_4$ *en coupant leurs connexions aux points m* et *n* de façon à ne laisser subsister aucune capacité parasite entre les bornes *E* et *F* et la masse ;

b) on place un organe de réglage en parallèle sur $\mathfrak{Z}'_3$ ou $\mathfrak{Z}'_4$ et on ajuste cet organe de façon à réaliser l'équilibre du pont $\mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_2 \mathfrak{Y}'_3 \mathfrak{Y}'_4$;

c) on connecte les impédances $\mathfrak{Y}_3$ et $\mathfrak{Y}_4$ et on rétablit l'équilibre du pont comme si les admittances de fuites n'existaient pas. On a alors *en toute rigueur* :

$$\mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_3 = \mathfrak{Z}_2 \mathfrak{Z}_4$$

— En pratique, avec du bon matériel, les résistances d'isolement sont très grandes et ont un effet négligeable sur l'équilibre ; les admittances $\mathfrak{Y}'_3$ et $\mathfrak{Y}'_4$ se réduisent alors pratiquement à des admittances capacitives pures :

$$\mathfrak{Y} \approx j\gamma\omega.$$

Pour faire la compensation, il suffit alors de réaliser l'équilibre des capacités γ_3 et γ_4 comme dans un pont de Sauty. Pour cela, on connecte entre l'un des sommets *E* ou *F* et la masse une petite capacité réglable de l'ordre de grandeur des capacités parasites γ_3 et γ_4, de telle sorte qu'elle se trouve en parallèle sur la capacité γ_3 ou γ_4 qui est trop faible, et on l'ajuste pour réaliser l'équilibre dans l'opération « *b* » ci-dessus.

— Pourtant, il peut arriver que l'effet des résistances de fuites ne soit pas négligeable devant celui des capacités, en particulier dans les mesures en basse fréquence. Dans ce cas, il devient indispensable de réaliser également la compensation des résistances en shuntant l'une des branches du pont par une grande résistance réglable de l'ordre de grandeur des résistances d'isolement (plusieurs centaines de mille ohms ou quelques mégohms). Cette sujétion constitue une complication pratique en raison de la difficulté de réaliser des grandes résistances réglables et stables et rend parfois délicate la réalisation de la compensation exacte par cette méthode. Elle devient moins grave lorsqu'on opère avec une fréquence élevée pour laquelle l'influence des capacités devient prédominante.

— La nécessité de la compensation est d'autant plus grande que les impédances $\mathfrak{Z}_3$ et $\mathfrak{Z}_4$ sont plus grandes, la fréquence sur laquelle on travaille plus élevée et la dyssymétrie du pont plus accentuée. Dans le cas où l'on réalise par construction une bonne symétrie électrique de tous les organes du pont, la condition de compensation peut se trouver pratiquement et automatiquement réalisée en adoptant un schéma symétrique (rapport $\frac{P}{Q} = 1$) ; on peut alors effectuer des mesures correctes sans compensation particulière. Il s'ensuit que, sauf empêchement dû à une autre cause, il y a *avantage à utiliser une tête de pont de rapport unité ;* nous verrons d'ailleurs plus loin que cette condition est aussi celle qui correspond au maximum de sensibilité de la mesure.

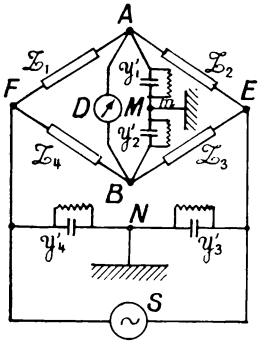


FIG. II-5.

2° *Les deux diagonales du pont sont isolées.* — Dans ce cas, les admittances de fuites constituent deux ponts, avec point milieu à la masse, qui viennent se connecter respectivement en parallèle sur chacune des deux diagonales (fig. *II-5*).

Il n'en résulterait aucune perturbation sur l'équilibre du pont si les circuits $\mathcal{Y}'_1 \mathcal{Y}'_2$ et $\mathcal{Y}'_3 \mathcal{Y}'_4$ étaient électriquement indépendants. En fait leurs points médians M et N sont en liaison directe par l'intermédiaire de la masse et un circuit auxiliaire se ferme entre les deux diagonales, donnant passage à des courants parasites qui se superposent aux courants normaux dans les diverses branches du pont et qui en perturbent l'équilibre.

— Pour réaliser la compensation il suffit donc de supprimer les courants de circulation entre les points M et N.

— Supposons que, la liaison du point M à la masse étant coupée en m, on réalise l'équilibre du pont ; les extrémités A et B de la diagonale « détecteur » et par suite le milieu M du pont $\mathcal{Y}'_1 \mathcal{Y}'_2$ sont au même potentiel, mais celui-ci n'est pas forcément celui du sol. Si l'on rétablit la liaison du point M à la masse les courants perturbateurs apparaissent, sauf dans le cas particulier où le potentiel commun des points A, B, M est précisément celui de la masse.

— En définitive, pour éliminer la perturbation, il suffit de faire en sorte que le potentiel de la diagonale « détecteur » soit celui de la masse lorsque l'équilibre normal du pont est réalisé. On y parvient à l'aide d'un artifice connu sous le nom de « *Pont de Wagner* ».

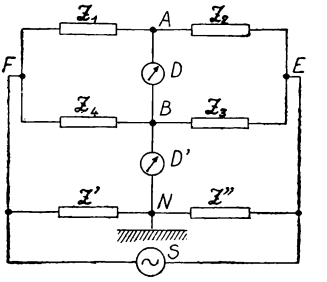


FIG. II-6.

On dispose entre les bornes de la diagonale « source » un pont auxiliaire, *avec point milieu à la masse*, constitué par deux impédances réglables $\mathcal{Z}' \mathcal{Z}''$, qui se composent avec les admittances de fuites $\mathcal{Y}'_4 \mathcal{Y}'_3$ (fig. *II-6*), et dont le réglage permet de faire varier le potentiel de la diagonale AB pour l'amener à égalité avec celui du sol. Cette seconde condition d'équilibre est contrôlée à l'aide d'un détecteur D', du même type que le détecteur D, connecté entre la masse et l'une des extrémités de la diagonale AB.

Pratiquement, on utilise un détecteur unique que l'on connecte successivement à l'aide d'un commutateur en D et D'. On commence par réaliser un équilibre approché en le plaçant en D et en agissant sur l'impédance variable du pont $\mathcal{Z}_1 \mathcal{Z}_2 \mathcal{Z}_3 \mathcal{Z}_4$; puis on le connecte en D' et on rétablit l'équilibre en agissant sur le pont auxiliaire $\mathcal{Z}' \mathcal{Z}''$, et ainsi de suite jusqu'à ce qu'on obtienne le zéro complet en D et en D'. A ce moment, on a *en toute rigueur* :

$$\mathcal{Z}_1 \mathcal{Z}_3 = \mathcal{Z}_2 \mathcal{Z}_4$$

— Lorsque cette condition est réalisée, les impédances $\mathcal{Z}_1$ et $\mathcal{Z}_2$ d'une part, $\mathcal{Z}_3$ et $\mathcal{Z}_4$ d'autre part, se trouvent connectées en parallèle et constituent avec les impédances $\mathcal{Z}'$ et $\mathcal{Z}''$ de compensation un pont d'impédances admettant BN comme diagonale « détecteur ». Il s'ensuit que les impédances de compensation $\mathcal{Z}' \mathcal{Z}''$ sont de même nature que les impédances correspondantes $\mathcal{Z}_1 \mathcal{Z}_2 \mathcal{Z}_3 \mathcal{Z}_4$ qui constituent le pont principal.

— Dans le montage qui précède, les réglages du pont principal et du pont de Wagner réagissent les uns sur les autres. Il en résulte que, au cours des approximations successives qui conduisent à l'équilibre complet des deux ponts, on obtient une suite de faux équilibres qui peuvent prêter à confusion et donner lieu à des erreurs de mesure d'autant plus importantes que la fréquence de travail est plus élevée.

Pour éliminer cette difficulté Allen V. Astin (1) et Hérou (2) ont mis à profit une remarque intéressante faite par Ogawa. Ce dernier a montré que l'équilibre d'un pont du type représenté sur la figure *II-5* est obtenu, dans le cas le plus général, lorsqu'on satisfait à la condition :

$$\mathcal{Y}_1\mathcal{Y}_3 - \mathcal{Y}_2\mathcal{Y}_4 = \frac{V_A + V_B}{V_A + V_B - 2V_F}(\mathcal{Y}'_2\mathcal{Y}_2 - \mathcal{Y}'_1\mathcal{Y}_3)$$

dans laquelle V_A, V_B et V_F représentent respectivement les potentiels par rapport à la masse des sommets A, B et F du pont $AEBF$.

Dès lors, pour obtenir sans ambiguité l'équilibre théorique correspondant à la condition :

$$\mathcal{Y}_1\mathcal{Y}_3 = \mathcal{Y}_2\mathcal{Y}_4$$

il suffit de choisir les admittances parasites du pont de façon à annuler le second membre de la condition générale ci-dessus. On peut y parvenir :

— soit en annulant V_A et V_B, c'est-à-dire en réalisant l'équilibre du pont de Wagner ;

— soit en ajustant les admittances de fuite $\mathcal{Y}'_2$ et $\mathcal{Y}'_1$ de façon à satisfaire à la condition :

$$\mathcal{Y}'_2\mathcal{Y}_2 = \mathcal{Y}'_1\mathcal{Y}_3$$

c'est-à-dire en réalisant l'équilibre du pont constitué par les admittances $\mathcal{Y}'_1\,\mathcal{Y}_2\,\mathcal{Y}_3\,\mathcal{Y}'_2$.

On obtient pratiquement ce résultat en coupant la connexion de retour de la source S au sommet F, en reliant cette connexion au milieu M des admittances $\mathcal{Y}'_1\,\mathcal{Y}'_2$, c'est-à-dire *à la masse*, et en shuntant ces admittances par des éléments réglables que l'on ajuste de façon à amener à zéro le détecteur D.

— Dans ces conditions, si l'on a soin de réaliser simultanément les équilibres préalables du pont de Wagner et du pont $AEBM$, même approximativement, le second membre de la condition générale d'équilibre, produit de deux termes très voisins de zéro, tombe immédiatement à une valeur très faible. Les réactions mutuelles entre les réglages du pont principal et des deux ponts de compensation deviennent pratiquement nulles et l'équilibre exact du pont principal s'obtient sans difficulté.

— Cette disposition particulièrement avantageuse, utilisée couramment au Laboratoire Central des Industries Electriques, permet d'étendre la gamme d'utilisation du pont jusqu'aux fréquences voisines de 40 000 Hz avec une précision de l'ordre de 10^{-4}.

Précautions de montage. — Il résulte des considérations qui précèdent et de celles qui suivent que toutes les difficultés rencontrées dans l'utilisation des ponts d'impédances sont la conséquence directe ou indirecte des impédances de fuites à la masse des divers organes. Les précautions de montage d'un pont, indispensables pour les mesures précises en courants alternatifs, se ramènent donc à une analyse serrée des *effets de masse* et à la mise en œuvre de tous les moyens ayant pour but de bien fixer les potentiels de tous les éléments de circuit. Il n'y a rien de plus dangereux à ce point de vue qu'un circuit isolé n'ayant aucune liaison électrique définie avec la masse ou avec les autres circuits.

(1) Allen V. Astin, Measurement of Relative and True Power Factors of Air capacitors, *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, Vol. 21, n° 4, october 1938.

(2) R. Hérou, Perfectionnements apportés à la Méthode de Maxwell-Wien, pour la comparaison des étalons de capacités et de self-inductances de valeurs fixes. *R. G. E.* Déc 1944, t. LIII.

Masse. — Par définition, la masse est un milieu infiniment conducteur, donc sans impédance et équipotentiel, à travers lequel se ferment tous les courants de fuites sans qu'il en résulte *aucun couplage* entre les circuits correspondants.

Pour satisfaire à cette définition il importe tout d'abord que les circuits utilisés comme réseau de masse soient exclusivement maintenus dans leur rôle d'égaliseurs de potentiel ou d'écran ; *en aucun cas*, par conséquent, *il ne faut utiliser les câbles de masse comme circuit de retour* pour un courant quelconque surtout s'il s'agit d'un courant intense, par exemple pour le circuit de liaison à la source.

— En second lieu, il faut réaliser le réseau de masse à l'aide de conducteurs à large section et aussi courts que possible de façon à obtenir des liaisons d'impédance négligeable à la fréquence de travail utilisée. On supprimera donc les fils de masse constitués par un conducteur de faible diamètre qui serpente au hasard des connexions à effectuer au milieu des appareils à relier, d'autant plus que la fréquence est plus élevée.

Dans le cas d'un appareil muni de blindages, la masse est tout naturellement constituée par les blindages des divers organes préalablement reliés entre eux aussi directement que possible. Dans le cas d'un montage sur table, une bonne solution consiste à recouvrir la table d'expérience d'une grande plaque métallique et à utiliser cette plaque comme masse, en reliant les divers organes à la plaque au point le plus rapproché par des conducteurs de faible longueur et de large section. Toutes les fois que cela est possible, il y a avantage à fixer directement sur la plaque les parties des divers organes qui doivent être connectés à la masse.

Branchement des diagonales. — Le mode de branchement des diagonales intervient directement dans les conditions de compensation du pont, donc dans la précision de la mesure. Deux cas sont à envisager correspondant aux deux types de compensation analysés plus haut.

— Si l'un des appareils connectés dans les diagonales, source ou amplificateur du détecteur, a un pôle à la masse par construction ou présente par rapport à la masse une capacité ou une admittance de fuites importante, il y a avantage à connecter franchement ce pôle à la masse en réalisant la liaison, avec les précautions indiquées au paragraphe précédent, *à l'entrée même du pont* (point *B* sur la figure *II-4*). On peut également effectuer le branchement à travers un transformateur de découplage à écrans, dont les écrans sont soigneusement mis à la masse et dont le secondaire peut être isolé de la masse (voir ci-dessus, chap. I, § G 1°, p. 121). Ce transformateur a pour effet de substituer à des admittances importantes et mal définies, des capacités pratiquement pures, de valeurs plus faibles et bien définies qu'il est facile de compenser.

— Dans le cas d'un appareil isolé présentant de faibles admittances de fuites, par exemple un écouteur téléphonique, on peut dans certaines limites effectuer le branchement direct dans la diagonale du pont comme il est représenté en *S* sur la figure *II-4*. Mais il faut alors s'assurer que les admittances de fuites $\mathcal{Y}'_3$ et $\mathcal{Y}'_4$ sont bien définies et *parfaitement constantes*. Cette condition peut être considérée comme satisfaite dans le cas d'un appareil, source ou détecteur, isolé de la masse mais disposé à poste fixe en un point bien défini du banc d'essais ; elle ne l'est plus au contraire dans celui d'un écouteur téléphonique placé sur la tête de l'opérateur et dont les capacités à la masse varient continuellement avec la position de l'opérateur par rapport au banc. Il est alors préférable d'effectuer la liaison à travers un transformateur de découplage à écrans de façon à *stabiliser la condition de compensation.*

Cette précaution s'imposerait dans un montage du type de la figure *II-4* dans laquelle on connecterait l'écouteur dans la diagonale *EF*, isolée de la masse, d'autant plus que les impédances $\mathfrak{Z}_3$ et $\mathfrak{Z}_4$ seraient plus élevées. Elle ne s'impose pas au contraire dans le montage représenté sur la figure *II-4* qui *met l'écouteur à la masse*, ni dans un montage du type de la figure *II-6* muni d'un pont de Wagner et dans lequel, à l'équilibre définitif, tous les points des diagonales « détecteur » se trouvent équipotentiels de la masse. Elle reste cependant une bonne précaution dans le second cas pour stabiliser le fonctionnement des circuits en cours de réglages.

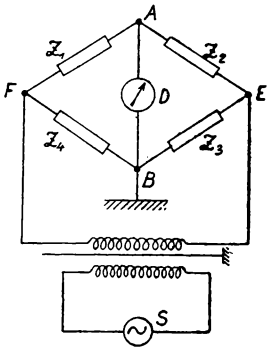


FIG. II-7.

— En définitive, le branchement des appareils dans les diagonales d'un pont devra s'inspirer des dispositions schématisées sur les figures *II-7* et *II-8*. On utilisera de préférence un transformateur de liaison à écrans dont l'enroulement connecté au pont est bien symétrique par construction ; cette particularité est surtout intéressante dans le cas d'un montage du type de la figure *II-7* car elle réalise automatiquement la compensation du pont en utilisant pour celui-ci une tête de pont de rapport unité.

Dans le montage de la figure *II-7*, on peut sans inconvénient intervertir la source *S* et le détecteur *D*.

Dans le dispositif de la figure *II-8*, utilisant des transformateurs de liaison dans les deux diagonales, la source et le détecteur peuvent à volonté être isolés ou mis à la masse en un point quelconque.

Effets de main. — Les capacités du corps de l'opérateur par rapport aux divers organes incorporés dans le pont constituent autant d'admittances de fuites qui varient lorsque l'opérateur se déplace devant le pont. Cet effet est surtout marqué pour sa main qui s'approche forcément des divers éléments sur lesquels il y a lieu d'effectuer les réglages ; il a comme conséquence des variations continuelles des conditions de compensation ou d'équilibre et l'impossibilité d'obtenir un réglage précis du pont, surtout pour les mesures aux fréquences élevées.

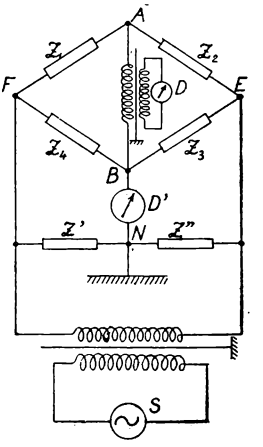


FIG. II-8.

Pour éviter cette cause de perturbation, il est indispensable, *même en basse fréquence*, de prendre les précautions de montage usuelles dans la construction de l'appareillage à haute fréquence, c'est-à-dire :

a) *blinder tous les organes* constituant le pont, ou du moins interposer entre eux et l'opérateur un écran métallique suffisamment développé et en liaison électrique directe avec la masse ;

b) faire agir les *boutons de réglage* sur des éléments variables des divers organes reliés *à la masse* ou à potentiel voisin de celui de la masse en courant alternatif ;

c) dans le cas où cette disposition est incompatible avec le fonctionnement de l'appareil, réaliser un *découplage* soigné *des boutons de manœuvre* en coupant les axes de commande par des tronçons isolants et mettre à la masse le bout d'axe sur lequel est fixé le bouton.

Disposition des organes constituant le pont. — Nous avons vu plus haut comment il était possible d'éliminer l'influence perturbatrice des admittances de fuites sur l'équilibre du pont en réalisant la compensation et indiqué les précautions à prendre pour le montage des appareils connectés dans les diagonales.

Des précautions comparables sont à prendre en ce qui concerne les divers appareils entrant dans la constitution des branches du pont et dont les admittances de fuites peuvent :

a) soit se placer en parallèle sur une branche, auquel cas elles se composent avec celles des appareils placés dans la branche et interviennent dans la compensation ;

b) soit shunter seulement une partie des impédances placées dans les branches du pont, auquel cas elles modifient la composition apparente de ces impédances. L'équilibre du pont peut alors être obtenu correctement, mais l'interprétation de la condition d'équilibre :

$$\mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_3 = \mathfrak{Z}_2 \mathfrak{Z}_4$$

risque d'être gravement perturbée.

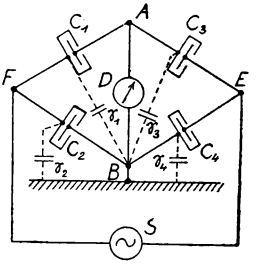


FIG. II-9.

— Pour simplifier la compensation du pont, tout aussi bien que pour éviter de perturber les impédances des branches, il est indispensable de choisir la disposition des divers organes dans le pont de telle sorte que les admittances de fuites soient aussi faibles que possible ou soient rendues inoffensives.

Les particularités de montage à adopter varient avec le schéma du pont et représentent autant de cas d'espèce ; elles se ramènent en définitive à choisir la disposition de chaque organe de telle sorte que *les armatures présentant une grande admittance de fuites à la masse, en particulier une forte capacité, soient reliées à la masse ou aux points du circuit qui se trouvent au potentiel de la masse* lorsque l'équilibre et la compensation sont réalisés.

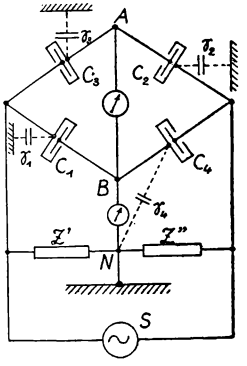


FIG. II-10.

Les exemples qui suivent permettront de se faire une idée des précautions à prendre.

— Dans le cas d'un condensateur, nous avons vu (chapitre I, § A-3°, page 26) qu'on était amené à utiliser un appareil blindé (fig. *I-25*). L'admittance de fuites dangereuse est alors constituée par la capacité à la masse γ du blindage ; on s'arrangera pour que cette armature soit connectée directement à la masse ou en un point équipotentiel de la masse à l'équilibre,

Sur les figures *II-9* et *II-10*, les branchements des condensateurs C_1 et C_2 sont défectueux car leurs capacités de fuites γ shuntent une branche du pont principal ou du pont de Wagner ; ceux des capacités C_3 et C_4 au contraire n'introduisent aucune cause de perturbation.

— Dans le cas d'une résistance, d'une inductance et plus généralement d'une impédance quelconque, les capacités réparties à la masse γ constituent un pont qui shunte la capacité répartie C entre les divers éléments de l'impédance (fig. *I-1* et *I-8*, chap. I, § A 1° et 2°, pp. 1 et 10) et interviennent explicitement dans l'expression de l'impédance apparente, différente en général de l'impèdance vraie. Pour l'utilisation dans un pont, et plus spécialement pour

la réalisation des étalons, il est indispensable de *stabiliser la valeur apparente de l'impédance,* donc de donner aux capacités de fuites γ des valeurs parfaitement définies indépendantes de la disposition de l'appareil par rapport aux organes voisins et à la masse. Dans ce but, on enferme l'impédance en question dans un blindage, qui l'entoure complètement et que l'*on relie systématiquement à l'une de ses extrémités* (fig. *II-11*). Dans ces conditions l'admittance de fuites dangereuse est constituée par la capacité du blindage par rapport à la masse. L'ensemble se comporte alors de façon analogue à celle d'un condensateur blindé et tout ce qui vient d'être dit au sujet des précautions de montage pour un condensateur blindé s'applique intégralement.

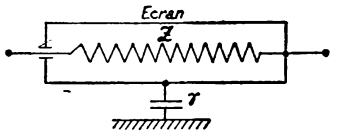


FIG. II-11.

— Enfin, pour constituer la branche étalon d'un pont, on est conduit, comme nous le verrons ci-après, à mettre en série deux éléments des types que nous venons de définir, par exemple pour le pont de Sauty : une capacité et une résistance. On peut adopter à cet effet l'une des dispositions schématisées sur les figures *II-12, II-13* et *II-14* qui présentent chacune leurs avantages et leurs inconvénients.

Sur la figure *II-12* la capacité à la masse γ de l'écran de la résistance se place en parallèle sur la capacité C et augmente sa résiduelle. Si elle est bien définie

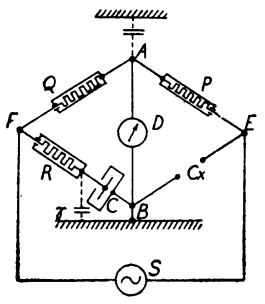


FIG. II-12.

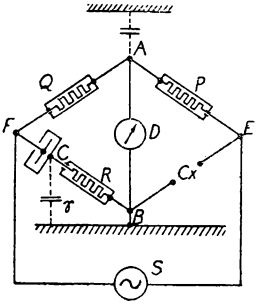


FIG. II-13.

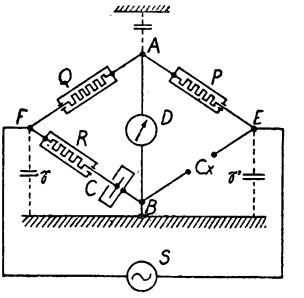


FIG. II-14.

et constante, elle se trouve incorporée dans la capacité C et on peut en tenir compte en *étalonnant C après montage complet du pont.* Dans le cas contraire elle donne lieu à des erreurs d'étalonnage, donc de mesure.

Sur la figure *II-13,* la capacité à la masse γ du condensateur C vient shunter la résistance R ; elle modifie sa valeur et son angle de phase et produit des erreurs d'étalonnage sur la résistance et la capacité apparentes de la branche du pont. Tant que R et γ sont assez faibles pour que le produit $(R\gamma\omega)^2$ soit très petit devant l'unité (chap. I, § A 1°, p. 3), cet effet reste pratiquement négligeable. Nous en verrons un exemple plus loin dans le pont à haute fréquence.

Sur la figure *II-14,* la capacité à la masse γ de la résistane R est en parallèle sur l'ensemble de la branche du pont ; si elle est bien définie et constante, on peut l'équilibrer par une capacité γ' connectée en parallèle sur l'autre branche et réaliser la compensation exacte du pont. A ce moment tout se passe comme si les éléments R et C n'avaient plus de capacité par rapport à la masse.

On pourrait, dans les mêmes conditions, intervertir la résistance R et la capacité C ; mais alors l'organe de manœuvre du condensateur C, relié à son enveloppe, se trouverait connecté à l'extrémité F de la diagonale source et les effets de main produiraient des variations de la capacité γ, donc perturberaient la compensation du pont.

Dans les trois cas, les résistances P et Q constituant la tête de pont peuvent être placées sous écrans comme l'indiquent les figures *II-12*, *II-13* et *II-14*. Les capacités à la masse des écrans se placent alors en parallèle sur la diagonale détecteur et ne produisent aucun effet perturbateur.

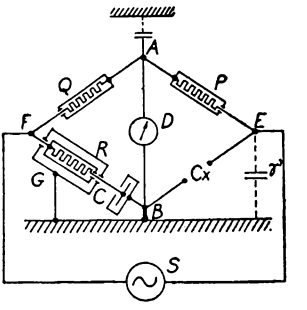


FIG. II-15.

— Pour stabiliser la capacité à la masse γ de la résistance R on utilise souvent l'artifice du *double écran* G qui consiste à entourer *complètement* le premier écran par un autre que l'on connecte à la masse le plus directement possible (fig. *II-15*).

— Cet artifice intéressant permet en outre, le cas échéant, de déplacer la capacité à la masse d'un organe pour la connecter en un point plus avantageux. Par exemple, sur la figure *II-16*, en reliant le double écran G au sommet A du pont, on connecte la capacité des deux écrans en γ_1 en parallèle sur la résistance Q de la tête de pont ; la capacité à la masse de l'écran extérieur G se connecte en γ_3, en parallèle sur la diagonale « détecteur », et ne produit aucun effet nuisible. Une capacité y_2, en parallèle sur l'autre branche P de la tête de pont peut compenser γ_1.

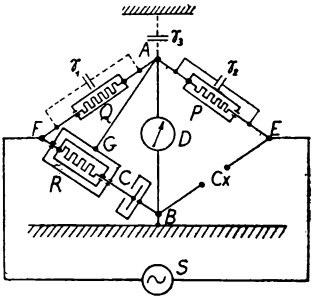


FIG. II-16

Couplages parasites. — Bien entendu, toutes les relations fondamentales du pont établies ci-dessus ne sont valables qu'en tant qu'il n'y a aucun couplage direct , magnétique ou électrostatique, entre la source et les divers organes constituant le pont ou entre ces organe entre eux.

Il faut donc avoir soin, au cours du montage d'un pont, de découpler soigneusement tous ces organes, soit en les éloignant les uns des autres, soit en les blindant, de telle sorte qu'il n'y ait entre eux aucune réaction mutuelle sensible. En particulier, dans le cas où les branches du pont comportent une ou plusieurs inductances, il faut veiller à ce qu'il n'y ait aucun couplage inductif direct de la source avec ces inductances ; le cas échéant il convient de les orienter de façon à les placer à couplage nul avec la source.

Dans le cas également où les branches du pont renferment des inductances, il faut faire très attention à ce que ces inductances ne se trouvent pas placées à proximité de pièces métalliques (table, blindage, appareil métallique, etc.), susceptibles de réagir inductivement sur les inductances et de modifier leurs caractéristiques.

Sensibilité du pont. — L'étude complète de la sensibilité d'un pont alimenté en courant alternatif est longue et complexe car les conditions à satisfaire pour réaliser la sensibilité maximale constituent des cas d'espèce, fonctions des caractéristiques de l'impédance à mesurer et du type de pont utilisé.

La question a été traitée sous une forme très générale et relativement simple en 1939 par Seletzky et Zurcher. Nous nous limiterons ici à une exposition succincte des idées fondamentales ; pour plus de détails, le lecteur pourra se reporter à l'étude originale (1) ou à l'analyse détaillée qui en a été faite par Bedeau (2).

— Considérons un pont d'impédances sous sa forme la plus générale (fig. *II-1*) et supposons pour simplifier la discussion que le *détecteur D ait une impédance pratiquement infinie*, ou du moins suffisamment grande pour que le courant qui traverse la diagonale AB puisse être regardé comme négligeable devant ceux qui traversent les branches du pont. Cette condition est souvent réalisée en fait lorsqu'on utilise un détecteur précédé d'un amplificateur.

Désignons par $\mathcal{V}$ la différence de potentiel créée par la source entre les bornes EF du pont.

La différence de potentiel à l'entrée du détecteur (bornes AB) a pour expression :

$$\mathcal{U} = \mathcal{V} \frac{\mathcal{Z}_1 \mathcal{Z}_3 - \mathcal{Z}_2 \mathcal{Z}_4}{(\mathcal{Z}_1 + \mathcal{Z}_2)(\mathcal{Z}_3 + \mathcal{Z}_4)}.$$

On peut définir la sensibilité du pont par la valeur du module du rapport $S = \frac{\mathcal{U}}{\mathcal{V}}$ correspondant à un certain réglage des impédances au voisinage de l'équilibre. La discussion de la sensibilité se ramène alors à celle de l'expression :

$$S = \left| \frac{\mathcal{U}}{\mathcal{V}} \right| = \frac{|\mathcal{Z}_1 \mathcal{Z}_3 - \mathcal{Z}_2 \mathcal{Z}_4|}{(\mathcal{Z}_1 + \mathcal{Z}_2)(\mathcal{Z}_3 + \mathcal{Z}_4)} \tag{3}$$

qui s'annule à l'équilibre ($\mathcal{Z}_1 \mathcal{Z}_3 = \mathcal{Z}_2 \mathcal{Z}_4$).

Supposons, par exemple, que la branche variable étalonnée du pont soit constituée par l'impédance $\mathcal{Z}_4$ et cherchons comment varie l'expression S lorsqu'on dérègle $\mathcal{Z}_4$ d'une quantité $\Delta \mathcal{Z}_4$, à partir de la valeur $\mathcal{Z}_{04}$ qui réalise l'équilibre.

La relation (3) donne en posant $\mathcal{Z}_4 = \mathcal{Z}_{04} + \Delta \mathcal{Z}_4$ et en tenant compte de la condition d'équilibre $\mathcal{Z}_1 \mathcal{Z}_3 = \mathcal{Z}_2 \mathcal{Z}_{04}$

$$S = \frac{\mathcal{Z}_2 \Delta \mathcal{Z}_4}{(\mathcal{Z}_1 + \mathcal{Z}_2)(\mathcal{Z}_3 + \mathcal{Z}_4)}. \tag{4}$$

— Pour faciliter les comparaisons entre les divers ponts et rendre générale la discussion, prenons comme paramètres de réglages du pont les quantités sans dimensions :

$A = \frac{\mathcal{Z}_1}{\mathcal{Z}_2}$ qui définit la tête de pont.

$\sigma = \frac{\Delta \mathcal{Z}_4}{\mathcal{Z}_4}$ qui définit le déréglage par rapport à l'équilibre.

La relation (4) devient, en tenant compte de la condition d'équilibre :

$$S = \frac{A}{(1 + A)^2} \sigma \tag{5}$$

(1) SELETZKY et ZURCHER, *Electrical Engeenering Transaction*. Supplément 1939, p. 723.
(2) F. BEDEAU, *Cours de Mesures électriques à l'Ecole Supérieure d'Electricité*. — II. Ponts de Wheatstone, p. 87.

résultat tout à fait général et remarquable qui montre que la sensibilité du pont ne dépend que de deux facteurs *indépendants* :

a) le facteur $F = \frac{A}{(1 + A)^2}$, appelé *facteur de pont*, qui ne dépend que du type du pont utilisé et est indépendant de la constitution de la branche $\mathfrak{Z}_4$;

b) le facteur σ, que l'on pourrait appeler *facteur de déréglage*, qui caractérise le déréglage et ne dépend que de la constitution du bras d'équilibre $\mathfrak{Z}_4$.

— Nous allons examiner l'influence pratique de ces deux facteurs.

Facteur de pont. — La discussion générale est complexe puisque l'expression de A dépend des hypothèses faites relativement à la constitution des impédances $\mathfrak{Z}_1$ et $\mathfrak{Z}_2$ constituant la tête de pont.

Nous limiterons la discussion à deux cas particuliers usuels.

— Dans les ponts du *type* $\frac{P}{Q}$ (voir ci-après), on utilise en principe une tête de pont constituée par deux résistances. Le rapport A est alors *réel* ; il en est de même du facteur de pont :

$$F = \frac{A}{(1 + A)^2}. \tag{6}$$

La sensibilité du pont est alors maximale pour la valeur de A qui rend maximale l'expression (6), c'est-à-dire pour :

$$A = \frac{\mathfrak{Z}_1}{\mathfrak{Z}_2} = 1. \tag{7}$$

— Dans les ponts du *type PQ*, au contraire, l'une des impédances $\mathfrak{Z}_1$ et $\mathfrak{Z}_2$ est en général une résistance et l'autre une impédance à forte composante réactive.

Le rapport A possède alors un argument important et les conditions de fonctionnement du pont sont voisines de celles d'un pont dans lequel, par exemple, $\mathfrak{Z}_1$ serait une résistance pure et $\mathfrak{Z}_2$ une réactance pure.

On peut alors écrire en première approximation :

$$A = \pm \mathrm{j} A_0$$

en posant :

$$A_0 = \frac{|\mathfrak{Z}_1|}{|\mathfrak{Z}_2|}$$

et il vient :

$$F = \frac{\pm \mathrm{j} A_0}{(1 \pm \mathrm{j} A_0)^2}.$$

La sensibilité est définie par le module :

$$|F| = \frac{A_0}{1 + A_0^2} \tag{6 \textit{bis}}$$

et passe par un maximum lorsqu'on a :

$$A_0 = \frac{|\mathfrak{Z}_1|}{|\mathfrak{Z}_2|} = 1. \tag{7 \textit{bis}}$$

— Ces deux types de fonctionnement, que l'on désigne souvent pour rappeler leurs propriétés sous les noms respectifs de pont « *type Wheatstone* » et de pont « *type quadrature* », représentent les deux cas extrêmes que l'on puisse être appelé à considérer en pratique.

Dans les deux cas, *la sensibilité est maximale lorsque les impédances* $\mathfrak{Z}_1$ *et* $\mathfrak{Z}_2$ *constituant la tête de pont ont même module* :

$$|\mathfrak{Z}_1| = |\mathfrak{Z}_2|$$

ce qui implique en vertu de la condition d'équilibre que l'on ait aussi :

$$|\mathfrak{Z}_3| = |\mathfrak{Z}_4|$$

mais n'impose aucune relation particulière entre les impédances $\mathfrak{Z}_1$ et $\mathfrak{Z}_2$, d'une part, et $\mathfrak{Z}_3$ et $\mathfrak{Z}_4$, d'autre part

Autrement dit, la condition de sensibilité maximale exige simplement que les *points de liaison A et B de la diagonale « détecteur » soient respectivement les milieux électriques des ponts* $\mathfrak{Z}_1\,\mathfrak{Z}_2$ *et* $\mathfrak{Z}_3\,\mathfrak{Z}_4$, connectés en parallèle aux bornes de la source, sans imposer de relation entre les impédances de ces ponts. Cependant, en pratique, par raison de symétrie, on utilise souvent dans les deux ponts des impédances du même ordre de grandeur. Une étude plus complète montre que, pour une source donnée, cet ordre de grandeur dépend de l'impédance interne de la source et qu'il y a avantage à utiliser dans les bras du pont des impédances élevées pour réduire la chute de tension interne. En pratique on est vite limité dans cette voie par l'influence des admittances de fuites à la masse qui imposent la condition inverse et il est préférable de réduire l'impédance de la source et d'augmenter sa tension V.

— Lorsque les conditions (7) et (7 *bis*) de sensibilité maximale sont réalisées, le facteur de pont et la sensibilité sont respectivement :

pour le « type Wheatstone »
$$\begin{cases} F = \dfrac{1}{4} \\ S = \dfrac{\sigma}{4} \end{cases}$$

pour le « type quadrature »
$$\begin{cases} F = \dfrac{1}{2} \\ S = \dfrac{\sigma}{2}. \end{cases}$$

A constitution identique du bras d'équilibre, le second type est donc deux fois plus sensible que le premier.

Facteur de déréglage. — L'impédance $\mathfrak{Z}_4$ qui constitue le bras d'équilibre peut avoir des caractéristiques absolument quelconques *a priori,* mais elle peut toujours s'exprimer sous la forme :

$$\mathfrak{Z}_4 = X + \mathrm{j}\,Y$$

où X et Y représentent respectivement les termes actif et réactif, *réglables séparément.*

On est alors conduit à considérer deux facteurs de déréglage partiel :

$$\sigma_x = \frac{\Delta X}{X}$$
$$\sigma_y = \frac{\Delta Y}{Y}.$$

Suivant qu'on agit sur l'un ou l'autre des éléments constitutifs.

Le facteur de déréglage résultant σ est lié à σ_x et σ_y par des relations plus ou moins complexes qui dépendent de la constitution physique de $\mathfrak{Z}_4$.

Pour fixer les idées, nous traiterons à titre d'exemple le cas simple où la branche d'équilibre est constituée par une inductance réglable L en série avec une résistance réglable R.

On a alors :

$$\mathfrak{Z}_4 = R + \mathrm{j} L\omega$$

$$\sigma_x = \frac{\Delta R}{R}$$

$$\sigma_y = \frac{\Delta L}{L}.$$

— Si on laisse L constant et si on règle R, il vient :

$$\sigma = \frac{\Delta \mathfrak{Z}_4}{\mathfrak{Z}_4} = \frac{\Delta R}{R + \mathrm{j} L\omega}.$$

Soit en module :

$$\sigma = \frac{\Delta R}{R} \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2}}$$

en posant :

$$Q = \frac{L\omega}{R}.$$

— Si on laisse R constant et si on fait varier L, il vient de même :

$$\sigma = \frac{\Delta \mathfrak{Z}_4}{\mathfrak{Z}_4} = \frac{\mathrm{j}\omega \Delta L}{R + \mathrm{j} L\omega}.$$

Soit en module :

$$\sigma = \frac{\Delta L}{L} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}}.$$

— La sensibilité de la mesure en fonction des déréglages de R et de L varie en fonction de Q en sens inverses pour R et pour L. Elle est très faible pour ΔR lorsque Q est grand, c'est-à-dire dans le cas d'une bobine de bonne qualité, et inversement.

Erreur de détermination. — Dès l'instant où l'on connaît les caractéristiques de construction du pont et en particulier celles de la branche contenant les étalons, les relations qui précèdent permettent de calculer.

a) le facteur de pont F en fonction des données du pont ;

b) le facteur de déréglage σ en fonction de la variation relative $\frac{\Delta \mathfrak{Z}_4}{\mathfrak{Z}_4}$ à partir de l'équilibre de l'impédance réglable étalonnée.

On en déduit l'expression de la sensibilité du dispositif :

$$S = F\sigma$$

et, si l'on connaît la tension d'alimentation V du pont, la tension qui apparaît aux bornes du détecteur pour une variation $\frac{\Delta \mathfrak{Z}_4}{\mathfrak{Z}_4}$ donnée de l'organe de réglage, soit :

$$U = SV.$$

— Dès lors, on peut choisir la sensibilité du détecteur pour pouvoir évaluer une variation donnée $\frac{\Delta \mathfrak{Z}_4}{\mathfrak{Z}_4}$ de l'étalon. Inversement, si l'on s'est imposé à

l'avance la sensibilité limite du détecteur, on peut chiffrer la variation limite $\frac{\Delta \mathcal{Z}_4}{\mathcal{Z}_4}$ perceptible, c'est-à-dire l'*erreur de détermination* de l'étalon au voisinage de la valeur exacte réalisant l'équilibre.

Précision des mesures. — Si l'on a pris soin de prendre méthodiquement toutes les précautions énoncées ci-dessus pour éliminer les perturbations dues aux admittances de fuites à la masse, tout se passe comme si l'on avait réellement un pont théorique composé de quatre impédances $\mathcal{Z}_1\,\mathcal{Z}_2\,\mathcal{Z}_3\,\mathcal{Z}_4$ parfaitement isolées dans l'espace.

Mais il ne faut pas oublier que, à l'*intérieur même de chaque branche* du pont, il existe des effets parasites, analogues aux précédents, dus aux capacités entre les divers éléments constituants et à l'inductance des connexions. Les quantités $\mathcal{Z}_1\,\mathcal{Z}_2\,\mathcal{Z}_3$ et $\mathcal{Z}_4$ représentent alors les *impédances apparentes* des diverses branches du pont, compte tenu de tous les effets perturbateurs; il convient de les évaluer avec précision dans chaque cas particulier en fonction des caractéristiques de construction des appareils et de la fréquence de travail en s'inspirant des règles de discussion utilisées au chapitre I, § A pour l'étude des résistances, des inductances et des capacités.

— Sous ces réserves, la condition d'équilibre du pont s'écrit toujours sous la forme symbolique (1) qui fournit deux égalités réelles. Si deux impédances sont fixes et connues, par exemple les bras de la tête de pont $\mathcal{Z}_1$ et $\mathcal{Z}_2$, et si la troisième impédance, par exemple $\mathcal{Z}_4$, est variable et détalonnée, on en déduit les valeurs des composantes active et réactive de la quatrième $\mathcal{Z}_3$ constituant l'inconnue.

Par exemple, pour un pont de Sauty, on aurait :

$$R_x = \frac{P}{Q} R$$

$$C_x = \frac{Q}{P} C.$$

On en déduit, comme pour le pont de Wheatstone en courant continu, les erreurs de mesures :

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{\Delta P}{P} + \frac{\Delta Q}{Q} + \frac{\Delta R}{R}$$

$$\frac{\Delta C_x}{C_x} = \frac{\Delta P}{P} + \frac{\Delta Q}{Q} + \frac{\Delta C}{C}.$$

Les trois termes de ces relations contiennent les erreurs d'étalonnage des organes correspondants. De plus les termes variables, $\frac{\Delta R}{R}$ et $\frac{\Delta C}{C}$ contiennent les erreurs de détermination des valeurs de R et C donnant l'équilibre ; on les évalue, soit par un calcul de sensibilité comme il est dit plus haut, soit par une mesure expérimentale directe suivant la méthode habituelle d'interpolation.

Méthode de substitution. — La méthode de mesure au pont, telle que nous venons de l'examiner, est comparable à celle d'une mesure à l'aide d'une balance. Elle nécessite de connaître avec précision les bras de la balance (bras de proportion de la tête de pont) et de réaliser un montage ne comportant aucune

dyssymétrie accidentelle génératrice d'erreurs systématiques (compensation); c'est une méthode de *simple pesée.*

Comme dans le cas de la balance, il est possible d'utiliser des méthodes de *substitution* ou de *double pesée* qui permettent d'éliminer de nombreuses causes d'erreurs et d'effectuer des mesures justes avec une balance fausse dès l'instant où l'on possède des étalons. On opère alors en deux temps :

— Dans une première opération, on connecte l'impédance inconnue en $\mathfrak{Z}_3$ et on réalise l'équilibre en ajustant l'étalon $\mathfrak{Z}_4$ à une valeur $\mathfrak{Z}_4'$ telle que :

$$\mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_3 = \mathfrak{Z}_2 \mathfrak{Z}_4'.$$

— Dans une seconde opération, on *substitue* à l'inconnue une impédance étalonnée auxiliaire $\mathfrak{Z}_0$ de même nature que $\mathfrak{Z}_3$ et on réalise l'équilibre en ajustant $\mathfrak{Z}_4$ à une nouvelle valeur $\mathfrak{Z}_4''$ telle que :

$$\mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_0 = \mathfrak{Z}_2 \mathfrak{Z}_4''.$$

— On en déduit :

$$\mathfrak{Z}_3 = \mathfrak{Z}_0 \cdot \frac{\mathfrak{Z}_4'}{\mathfrak{Z}_4''}. \tag{8}$$

— Ce résultat est obtenu quels que soient les bras de proportion $\mathfrak{Z}_1$ et $\mathfrak{Z}_2$ qui peuvent être quelconques *a priori* et *non étalonnés.* De ce fait les erreurs correspondantes $\left(\frac{\Delta P}{P}, \frac{\Delta Q}{Q}\right)$ sont éliminées ; elles sont remplacées par les erreurs sur $\mathfrak{Z}_4'$ et $\mathfrak{Z}_4''$.

— Celles-ci peuvent elles-mêmes être réduites dans de grandes proportions en constituant les impédances de tarage $\mathfrak{Z}_4'$ et $\mathfrak{Z}_4''$ à l'aide d'un *tronçon commun* aussi grand que possible :

Posons :

$$\mathfrak{Z}_4' = \mathfrak{Z}_{04} + z'$$
$$\mathfrak{Z}_4'' = \mathfrak{Z}_{04} + z''$$

$\mathfrak{Z}_{04}$ étant un *tronçon d'impédance fixe* étalonné, constitué dans les deux opérations à l'aide des *mêmes éléments,* n'ayant subi *aucune modification de réglage,* de telle sorte que l'erreur $\frac{\Delta \mathfrak{Z}_{04}}{\mathfrak{Z}_{04}}$ soit automatiquement et rigoureusement la même en grandeur et *en signe* dans les deux cas ; z' et z'' étant deux impédances d'appoint, réglables et étalonnées.

La relation (8) donne alors pour expression symbolique de l'erreur :

$$\frac{\Delta \mathfrak{Z}_3}{\mathfrak{Z}_3} = \frac{\Delta \mathfrak{Z}_0}{\mathfrak{Z}_0} + \frac{\Delta \mathfrak{Z}_{04}}{\mathfrak{Z}_{04}} \cdot \frac{z'' - z'}{\mathfrak{Z}_{04}} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{z'}{\mathfrak{Z}_{04}}\right)\left(1 + \frac{z''}{\mathfrak{Z}_{04}}\right)} + \frac{\Delta z'}{\mathfrak{Z}_{04} + z'} + \frac{\Delta z''}{\mathfrak{Z}_{04} + z''}$$

$\frac{\Delta \mathfrak{Z}_0}{\mathfrak{Z}_0}$ et $\frac{\Delta \mathfrak{Z}_{04}}{\mathfrak{Z}_{04}}$ représentent respectivement les *erreurs d'étalonnage* sur $\mathfrak{Z}_0$ et $\mathfrak{Z}_{04}$; $\Delta z'$ et $\Delta z''$ au contraire, renferment : d'une part l'erreur d'étalonnage sur z' et z'', d'autre part l'erreur de détermination correspondant à chacune des deux mesures. On peut écrire chacun des deux derniers termes sous la forme :

$$\frac{\Delta z'}{z'} \cdot \frac{z'}{\mathfrak{Z}_{04} + z'} + \frac{\Delta z'}{\mathfrak{Z}_4'}$$

le premier terme représentant uniquement l'erreur d'étalonnage sur z' ou z'' et le second uniquement l'erreur de détermination sur $\mathfrak{Z}'_4$ ou $\mathfrak{Z}''_4$ évaluée comme il est dit ci-dessus.

— Si l'on s'arrange pour que $\mathfrak{Z}_0$ soit très voisin de $\mathfrak{Z}_3$, $\mathfrak{Z}'_4$ et $\mathfrak{Z}''_4$ sont eux-mêmes très voisins et on peut les constituer en utilisant un tronçon commun $\mathfrak{Z}_{04}$ très grand devant les impédances d'appoint z' et z''. Dans ces conditions les termes représentant les erreurs d'étalonnage sur $\mathfrak{Z}_{04}$, z' et z'' sont multipliés par un facteur très petit et deviennent pratiquement négligeables.

A la limite, si $\mathfrak{Z}_0 = \mathfrak{Z}_3$, ces erreurs deviennent nulles et l'*erreur sur* $\mathfrak{Z}_3$ *se réduit à l'erreur d'étalonnage sur l'étalon* $\mathfrak{Z}_0$, *imposée a priori, augmentée du double de l'erreur de détermination* correspondant au type de pont et au réglage utilisés.

— Dans le cas particulier où l'on peut faire exactement $\mathfrak{Z}_0 = \mathfrak{Z}_3$, on peut utiliser une méthode de *substitution intégrale* particulièrement avantageuse pour la précision. L'inconnue $\mathfrak{Z}_x$ est placée dans la branche étalon en $\mathfrak{Z}_4$ et on réalise l'équilibre du pont en ajustant dans la branche $\mathfrak{Z}_3$ une impédance *non étalonnée* quelconque jouant le rôle de tare.

Cela fait, on retire l'inconnue $\mathfrak{Z}_x$, et on lui *substitue* une impédance variable étalonnée $\mathfrak{Z}_4$ de même nature.

Sans toucher à $\mathfrak{Z}_3$ ni aux autres circuits du pont, on règle $\mathfrak{Z}_4$ pour retrouver l'équilibre du pont. On a alors :

$$\mathfrak{Z}_x = \mathfrak{Z}_4$$

avec une précision égale à celle qui précède.

Cette méthode permet de mettre hors cause tous les circuits du pont qui peuvent être quelconques pourvu qu'on puisse réaliser l'équilibre. En particulier, elle élimine automatiquement toutes les erreurs provenant d'une mauvaise compensation du pont et *s'impose pour les mesures précises dès qu'on a un doute sur la compensation.*

Son seul inconvénient est de nécessiter d'avoir à sa disposition des impédances étalonnées réglables égales à l'impédance inconnue.

— Une variante plus souple consiste à opérer une *substitution partielle.*

Les organes étalonnés sont laissés en circuit dans les deux mesures et on place en $\mathfrak{Z}_3$ une impédance tare quelconque. Dans une première opération on connecte l'impédance inconnue en série ou en parallèle avec l'impédance étalon dans la branche $\mathfrak{Z}_4$ et on règle celle-ci à l'équilibre.

Dans une seconde opération on met l'inconnue hors circuit et, sans toucher aux autres bras du pont, on ajuste l'étalon pour retrouver l'équilibre.

En lisant les valeurs $\mathfrak{Z}'_4$ et $\mathfrak{Z}''_4$ de l'étalon pour chaque opération et en écrivant que, dans les deux cas, l'impédance de la branche $\mathfrak{Z}_4$ a même valeur, on en déduit les caractéristiques de l'inconnue. Cette méthode est la plus couramment utilisée pour les mesures aux fréquences élevées. Un exemple est donné au chap. III, § B 4°, p. 213.

2° Différents types de ponts.

Classification. — Sur les quatre impédances constituant un pont du type schématisé sur la figure *II-1*, l'une d'elles est constituée par l'impédance inconnue à mesurer et une autre par les étalons ; les deux dernières impédances sont en général des résistances *fixes* P et Q.

Il y a lieu alors de distinguer deux grandes classes de ponts suivant la façon dont sont placées ces résistances dans les bras du pont.

Montage en P/Q. — Les résistances P et Q sont placées respectivement en $\mathfrak{Z}_2$ et $\mathfrak{Z}_1$, c'est-à-dire *dans deux bras adjacents* et constituent une *tête de pont* fixe (fig. *II-12*).

On a alors à l'équilibre :

$$\frac{\mathfrak{Z}_3}{\mathfrak{Z}_4} = \frac{P}{Q}.$$

Comme le rapport $\frac{P}{Q}$ est réel, il en est de même du rapport $\frac{\mathfrak{Z}_3}{\mathfrak{Z}_4}$. Autrement dit, les impédances $\mathfrak{Z}_3$ et $\mathfrak{Z}_4$ sont des *impédances de même nature,* ayant *même argument* et dont les modules sont dans le rapport $\frac{P}{Q}$.

Les ponts $\frac{P}{Q}$ *permettent donc de comparer deux impédances de même nature,* soit deux inductances, soit deux condensateurs.

Montage en P. Q. — On peut également placer les résistances P et Q *dans deux branches opposées sans point commun,* par exemple en $\mathfrak{Z}_1$ et en $\mathfrak{Z}_3$, les impédances inconnues et étalons étant alors respectivement connectées en $\mathfrak{Z}_2$ et en $\mathfrak{Z}_4$.

Dans ce cas, on a à l'équilibre :

$$\mathfrak{Z}_2 \mathfrak{Z}_4 = PQ.$$

Comme le produit $P\,Q$ est essentiellement réel, il en est de même du produit $\mathfrak{Z}_2 \mathfrak{Z}_4$.

Autrement dit, les impédances étalons et inconnues doivent avoir des arguments égaux et de *signes contraires. Les ponts P Q permettent donc de comparer des impédances de natures différentes,* c'est-à-dire de mesurer une inductance à partir d'une capacité, et inversement.

— Dans le cadre de cette classification générale, on peut réaliser un très grand nombre de ponts. Nous nous limiterons dans ce qui suit à l'examen rapide des types les plus usuels en les groupant en fonction de la nature de la grandeur pour la mesure de laquelle ils sont plus spécialement utilisés.

Nous examinerons plus en détail leurs propriétés pratiques dans les chapitres ultérieurs consacrés aux diverses mesures particulières.

— Enfin, dans les exemples qui suivent, nous nous contenterons d'indiquer le schéma de principe caractéristique de chaque pont, étant entendu que, pour les réalisations pratiques et en particulier pour le mode de branchement des diagonales, on utilisera suivant les cas l'un des montages schématisés (fig. *II-7* et *II-8*). Le choix du montage sera imposé par les possibilités de réalisation dont on dispose et surtout par les liaisons ou les fuites à la masse des impédances inconnues et étalons ou des appareils connectés dans les diagonales.

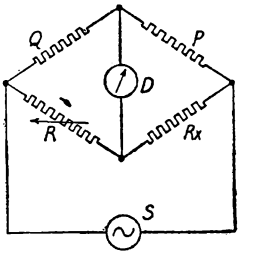


FIG. II-17.

Mesures des résistances. — Lorsque l'impédance inconnue est une résistance pure, il en est de même de l'impédance étalon ; le pont prend alors la forme simple du *pont de Wheatstone* classique (fig. *II-17*), dont la condition d'équilibre s'écrit :

$$R_x = R\frac{P}{Q}.$$

En fait, en courant alternatif, il est exceptionnel d'avoir une résistance parfaitement dénuée de toute réactance et l'emploi du pont de Wheatstone est rare ; il faut presque toujours introduire un organe réactif, en général un condensateur, et le pont devient un pont de Sauty ou un pont de Maxwell.

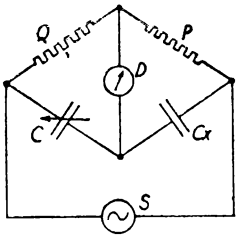


FIG. II-18.

Mesures des capacités. — Le circuit de base utilisé pour la mesure des *capacités* est le *pont de Sauty* qui comprend essentiellement en principe une tête de pont, constituée par deux résistances fixes P et Q (fig. *II-18*), et deux capacités pures : l'inconnue C_x et l'étalon C.

En pratique, les condensateurs réels ont toujours des pertes et il est nécessaire d'intercaler une résistance dans la branche étalon $\mathfrak{Z}_4$ pour compenser ces pertes.

Deux cas doivent alors être considérés suivant l'importance des pertes, c'est-à-dire l'angle de pertes de la capacité à mesurer, comme il a été dit au chapitre I, § A 3°, page 19.

a) Dans le cas d'un *condensateur usuel de bonne qualité*, on est conduit à schématiser le condensateur inconnu par un condensateur parfait, égal à la capacité de l'inconnu, en série avec une faible résistance. On doit réaliser la branche étalon du pont sous cette forme en disposant, en série avec le condensateur étalon, une faible résistance variable r. On obtient alors le *pont de Sauty-série*, représenté sur la figure *II-19-a* et qu'on désigne parfois sous le nom de *pont de Wien*.

En désignant par r_x et C_x les éléments de l'inconnu, les conditions d'équilibre du pont s'écrivent :

$$Q\left(r_x - \mathrm{j}\frac{1}{C_x\omega}\right) = P\left(r - \mathrm{j}\frac{1}{C\omega}\right)$$

d'où l'on tire :

$$(9) \qquad \begin{cases} r_x = r \cdot \dfrac{P}{Q} \\ C_x = C \cdot \dfrac{Q}{P}. \end{cases}$$

L'angle de pertes du condensateur inconnu est alors :

$$(10) \qquad \operatorname{tg}\delta = r_x C_x \omega = r C \omega$$

b) Dans le cas au contraire d'une *capacité à très fortes pertes*, ou mieux d'une *résistance capacitive*, l'emploi du schéma « série » conduirait à l'utilisation de capacités de grandes valeurs pratiquement irréalisables. Il est alors préférable d'utiliser le schéma « parallèle » qui permet de schématiser le condensateur à étudier par une résistance et une capacité respectivement égales à celles de l'inconnue. On est alors conduit à adopter la même disposition pour l'étalon et à

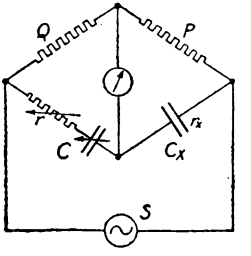


FIG. II-19 *a*.

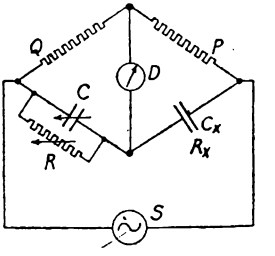


FIG. II-19 *b*.

utiliser le *pont de Sauty-parallèle*, représenté sur la figure *II-19-b*, et qu'on désigne parfois sous le nom de *pont de Nernst*.

Ses conditions d'équilibre s'écrivent :

$$\frac{1}{Q}\left(\frac{1}{R_x} + \mathrm{j}\, C_x \omega\right) = \frac{1}{P}\left(\frac{1}{R} + \mathrm{j}\, C \omega\right)$$

d'où l'on tire :

$$\begin{cases} R_x = R \cdot \dfrac{P}{Q} \\ C_x = C \cdot \dfrac{Q}{P}. \end{cases}$$

et l'expression de l'angle de pertes de la capacité résistante :

$$\text{(11)} \qquad \operatorname{tg} \delta = \frac{1}{R_x C_x \omega} = \frac{1}{R C \omega}$$

ou de l'angle de phase de la résistance capacitive :

$$\operatorname{tg} \varphi = R_x C_x \omega = R C \omega.$$

— Pour les mesures de capacités *sous tension élevée*, alternative ou continue, on utilise souvent le *pont de Schering*, représenté sur la figure *II-20*.

C_2 est une capacité étalonnée, pratiquement *sans pertes*, ajustable mais laissée fixe au cours de la mesure, *capable de supporter la tension élevée* de la source S que l'on veut appliquer aux bornes de la capacité inconnue C_x et du même ordre de grandeur que C_x.

R_2 est une résistance étalonnée fixe et de faible valeur. R_1 est une résistance étalonnée variable de faible valeur également et C_1 une capacité étalon variable.

Le choix de la disposition et de la valeur des organes constituant ce pont permet de mettre à la masse les organes réglables R_1 C_1 et de ne leur appliquer qu'une faible fraction de la tension de la source qui est pratiquement reportée aux bornes de C_x et C_2. On peut alors opérer en toute sécurité quelle que soit la valeur de la tension d'alimentation.

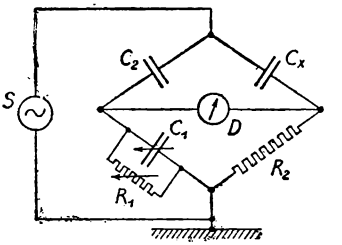


FIG. II-20.

En désignant par r_x et C_x les éléments « série » de l'inconnue, la condition d'équilibre s'écrit :

$$-\mathrm{j}\,\frac{R_2}{C_2 \omega} = \frac{r_x - \mathrm{j}\,\dfrac{1}{C_x \omega}}{\dfrac{1}{R_1} + \mathrm{j}\, C_1 \omega}$$

d'où l'on tire :

$$\text{(12)} \qquad \begin{cases} r_x = R_2 \dfrac{C_1}{C_2} \\ C_x = C_2 \dfrac{R_1}{R_2} \\ r_x C_x \omega = R_1 C_1 \omega. \end{cases}$$

Dans certains cas, on place également une capacité en parallèle sur R_2 ; nous en verrons plus loin un exemple dans le pont à haute fréquence.

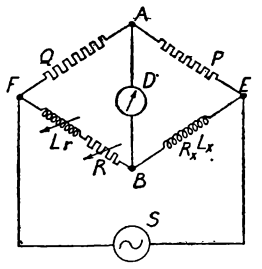


FIG. II-21.

Mesures des inductances. — On utilise surtout deux types de ponts suivant qu'on effectue la comparaison de l'inductance à mesurer à une autre inductance étalonnée ou à une capacité étalon.

— La comparaison à une inductance étalonnée s'effectue à l'aide du *pont d'inductances* représenté sur la figure *II-21* et qui est l'homologue du pont de Sauty (fig. *II-19*). Il comprend une tête de pont constituée par deux résistances fixes P et Q ; l'inductance inconnue L_x R_x est placée dans la branche $\mathfrak{Z}_3$ et est équilibrée par une inductance étalonnée réglable L, de résistance r, en série avec une résistance réglable étalonnée R, placées dans la branche $\mathfrak{Z}_4$.

A l'équilibre, on a :

$$\frac{R_x}{R+r} = \frac{L_x}{L} = \frac{P}{Q}. \tag{13}$$

— Pour comparer une inductance à une capacité, c'est-à-dire deux réactances de signes contraires, il faut utiliser un pont du type P Q. Le plus pratique et le plus utilisé est le *pont de Maxwell* représenté sur la figure *II-22*.

Les résistances fixes d'équilibrage P et Q sont placées dans deux bras opposés, par exemple en $\mathfrak{Z}_2$ et $\mathfrak{Z}_4$. L'inductance inconnue L_x R_x est intercalée dans la branche $\mathfrak{Z}_3$ et l'étalon, constitué par une capacité variable C shuntée par une résistance variable R, est connecté dans la branche opposée $\mathfrak{Z}_1$.

Lorsque l'équilibre est réalisé, on a :

$$PQ = \frac{R_x + j L_x \omega}{\frac{1}{R} + j C \omega}$$

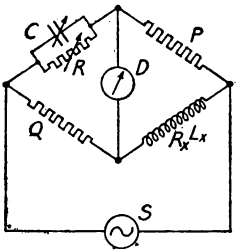


FIG. II-22.

d'où l'on tire :

$$\begin{cases} L_x = PQC \\ R_x = \dfrac{PQ}{R}. \end{cases} \tag{14}$$

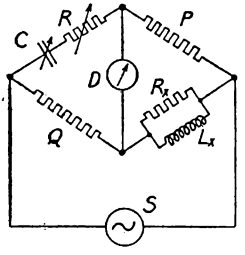


FIG. II-23.

Le facteur de qualité de la bobine est alors :

$$\frac{L_x \omega}{R_x} = CR\omega.$$

— Dans le cas de bobines de bonne qualité le pont de Maxwell conduit donc à utiliser des résistances R élevées, d'autant plus que la fréquence de travail est plus faible. Il est alors plus commode en pratique, comme pour la mesure des capacités à faibles pertes, d'utiliser une faible résistance étalonnée R en série avec la capacité étalon C ; on obtient ainsi le *pont de Hay* (fig. *II-23*).

En représentant l'impédance inconnue par ses éléments parallèles R_x L_x (ch. I, § A 2°, p. 15), la condition d'équilibre du pont s'écrit :

$$PQ = \frac{R - j\frac{1}{C\omega}}{\frac{1}{R_x} - j\frac{1}{L_x\omega}}$$

d'où l'on tire :

$$(15) \qquad \begin{cases} L_x = PQC \\ R_x = \dfrac{PQ}{R}. \end{cases}$$

On en déduit, s'il y a lieu, les éléments série de l'inductance inconnue à l'aide des relations de correspondance (13 chap. I).

Le facteur de qualité de la bobine est alors :

$$\frac{R_x}{L_x\omega} = \frac{1}{RC\omega}$$

et la résistance R est d'autant plus faible que les pertes de la bobine sont elles-mêmes plus faibles.

Mesures des fréquences. — Pour la mesure des fréquences on utilise couramment deux types de pont qui diffèrent surtout par le choix des organes étalons mis en œuvre.

— Dans le premier, appelé *pont à résonance,* on utilise comme étalons une inductance L, de résistance r, et une capacité C réglées à la résonance pour la fréquence à mesurer. Ces deux organes sont connectés en série dans la branche « inconnue » d'un pont de Wheatstone (fig. *II-24*), alimenté par la source dont on veut mesurer la fréquence. Lorsqu'on a réalisé la résonance du circuit oscillant L C, l'impédance de la branche correspondante se réduit à la résistance r de l'inductance et le pont fonctionne en pont de Wheatstone simple.

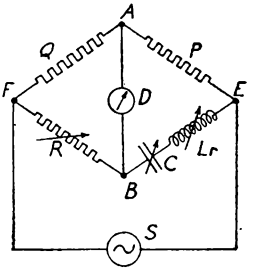


FIG. II-24.

Les conditions d'équilibre sont alors :

$$(16) \qquad \begin{cases} LC\omega^2 = 1 \\ R = r\dfrac{Q}{P}. \end{cases}$$

Connaissant L et C, la première relation donne la valeur de la fréquence.

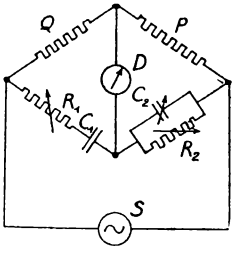


FIG. II-25.

— Le second, désigné sous le nom de *Pont de Wien,* est composé uniquement de résistances et de capacités étalonnées. Il comporte la tête de pont habituelle constituée par deux résistances fixes P Q (fig. *II-25*) ; dans les deux autres bras on place des impédances à réactance négative, constituées l'une par une capacité variable C_1 en série avec une résistance variable R_1 et l'autre par une capacité variable C_2 shuntée par une résistance variable R_2, qui ne peuvent s'équilibrer que pour une seule fréquence.

On ajuste R_1 C_1 R_2 C_2 pour réaliser l'équilibre ; on a alors :

$$P\left(R_1 - j\frac{1}{C_1\omega}\right) = \frac{Q}{\frac{1}{R_2} + jC_2\omega}$$

d'où :

$$\text{(17)} \qquad \begin{cases} R_1 R_2 C_1 C_2 \omega^2 = 1 \\ \dfrac{R_1}{R_2} + \dfrac{C_2}{C_1} = \dfrac{Q}{P}. \end{cases}$$

En pratique, pour faciliter les manœuvres, on jumelle mécaniquement les réglages des résistances R_1 et R_2 et des capacités C_1 et C_2 et l'on fait en sorte que l'on ait pour toutes positions des commutateurs :

$$R_1 = R_2 = R$$
$$C_1 = C_2 = C$$

ce qui exige :

$$\frac{Q}{P} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} = 2.$$

On a alors :

$$\text{(18)} \qquad RC\omega = 1.$$

Connaissant R et C, on en déduit la fréquence par une relation simple.

En outre, grâce à cette disposition, on peut réaliser automatiquement l'équilibre du pont par la manœuvre d'une seule manette. En général, on laisse C fixe et on règle R.

Comparaison avec une inductance mutuelle. — Une inductance mutuelle variable, constituée par deux bobines dont l'une se déplace à l'intérieur de l'autre, constitue un organe de réglage souvent commode pour les mesures en *basse fréquence* et susceptible d'être utilisé comme étalon. Aussi de nombreux

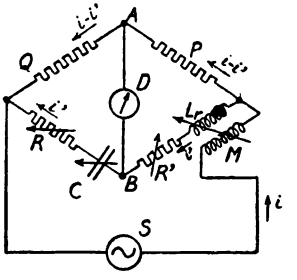


FIG. II-26.

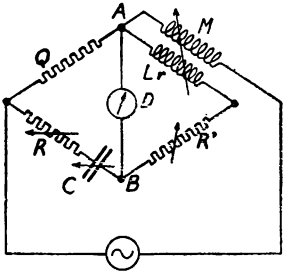


FIG. II-27.

montages ont été proposés pour comparer une inductance mutuelle avec une inductance ou une capacité ; ils peuvent être utilisés, soit pour mesurer une inductance ou une capacité à partir d'une inductance mutuelle étalonnée, soit au contraire pour mesurer une inductance mutuelle. A titre d'exemple nous examinerons deux de ces montages les plus fréquemment employés.

Pont de Carey Foster. — Il est dérivé en principe du pont de Sauty en remplaçant l'une des capacités, inconnue ou étalon suivant le cas, par l'un des bobinages de l'inductance, l'autre bobinage étant connecté dans la diagonale source (fig. *II-26*).

Si l'on désigne par :
M l'inductance mutelle ;
Lr les éléments caractéristiques du bobinage intercalé dans le pont ;
R' la résistance variable connectée en série avec L ;
i et i' les courants indiqués sur la figure ;
— les équations d'équilibre du circuit s'obtiennent en écrivant que les points A et B sont au même potentiel, soit :

$$P(i - i') = (r + R' + \mathrm{j}L\omega)i' + \mathrm{j}M\omega i$$
$$Q(i - i') = \left(R - \mathrm{j}\frac{1}{C\omega}\right)i'$$

d'où l'on tire :

$$\begin{cases} -M = QC(r + R') - PRC \\ L = -M\left(1 + \dfrac{R}{Q}\right) - \dfrac{P}{QC\omega^2}. \end{cases}$$

L'équilibre n'est possible que si l'on choisit les sens de connexions de telle sorte que, avec les sens positifs adoptés sur la figure pour les courants i et i', l'*inductance mutuelle M soit négative.* De plus, cet équilibre peut être rendu indépendant de la fréquence si l'on fait :

$$P = 0.$$

Le montage prend alors la forme assez particulière schématisée sur la figure *II-27,* qui admet pour conditions d'équilibre :

$$\begin{cases} M = -QC(R' + r) \\ L = -M\left(1 + \dfrac{R}{Q}\right). \end{cases}$$

Le pont de Carey Foster peut être utilisé pour comparer une inductance mutuelle et un condensateur, ou une inductance mutuelle avec l'inductance de l'une des bobines la constituant.

Dans le cas où l'on se propose de mesurer une capacité à partir d'une inductance étalonnée, les équations d'équilibre prennent la forme pratique :

$$C = \frac{|M|}{Q(R' + r)}$$
$$R = Q\left(\frac{L}{|M|} - 1\right).$$

Pont de Heaviside. — Le pont de Heaviside est utilisé pour comparer une inductance à une inductance mutuelle variable ; il est dérivé du pont d'inductance de la figure *II-21.* L'une des bobines de l'inductance mutuelle est connectée en série dans la branche contenant l'inductance à comparer, l'autre est connectée dans la diagonale source comme l'indique la figure *II-28.*

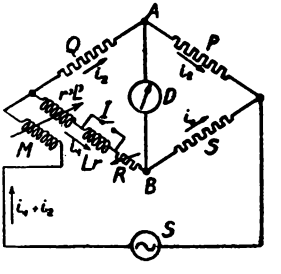


FIG. II-28.

Dans l'autre branche on place une simple résistance fixe S. L'équilibre est réalisé lorsque les points A et B sont au même potentiel ; on a alors avec les notations de la figure :

$$Q i_2 = \left[R + r + r' + j(L + L')\omega\right] i_1 + jM\omega(i_1 + i_2)$$
$$P i_2 = S i_1$$

d'où l'on tire les conditions d'équilibre :

$$\begin{cases} R + r + r' = Q\dfrac{S}{P} \\ L + L' + M\left(1 + \dfrac{S}{P}\right) = 0. \end{cases}$$

On opère alors en deux opérations :

a) on court-circuite l'inductance L en fermant l'interrupteur I ; on règle M et R à des valeurs M_1 et R_1 pour obtenir l'équilibre, on a alors :

$$R_1 + r' = Q\frac{S}{P}$$
$$L' + M_1\left(1 + \frac{S}{P}\right) = 0.$$

b) on ouvre l'interrupteur I et on rétablit l'équilibre en ajustant M et R à des valeurs M_2 et R_2 ; on a alors :

$$R_2 + r + r' = Q\frac{S}{P}$$
$$L' + L + M_2\left(1 + \frac{S}{P}\right) = 0.$$

— On en déduit par différence :

$$r = R_1 - R_2$$
$$L = (M_1 - M_2)\left(1 + \frac{S}{P}\right)$$

En général, on fait $S = P$.

— Remarquons enfin qu'on obtiendrait le même résultat en remplaçant la résistance Q par une impédance quelconque à argument positif ou négatif.

Pont universel. — On remarquera, en examinant les exemples qui précèdent, que l'on peut mesurer toutes les grandeurs usuelles caractéristiques d'un circuit électrique en prenant comme étalons de base une capacité C et une résistance R.

Dès lors, à l'aide de deux résistances fixes étalonnées (P et Q), de une (R) ou deux (R_1 et R_2, fig. *II-25*) résistances variables étalonnées et d'un ou deux condensateurs étalons comportant une gamme de variation suffisante, on peut constituer un pont transformable à usage universel suivant les combinaisons indiquées au tableau ci-dessous.

Grandeurs mesurées	Type du pont	Figures
Résistances	Wheatstone	*II-17*
Capacités à faibles pertes	Sauty série	*II-19 a*
Capacités à grandes pertes	Sauty parallèle	*II-19 b*
Inductances quelconques	Maxwell	*II-22*
Inductances à faibles pertes	Hay	*II-23*
Fréquences	Wien	*II-25*
Inductances mutuelles	Carey-Foster	*II-27*

Influence de la fréquence. — Dans les divers ponts examinés ci-dessus, la fréquence ne figure pas explicitement dans les conditions d'équilibre. Dès lors, *dans les limites où les grandeurs des divers organes connectés dans les branches du pont sont indépendants de la fréquence*, les conditions d'équilibre sont elles-mêmes indépendantes de la fréquence. Si l'on utilise une source de courant non sinusoïdal, l'équilibre se produit simultanément pour le terme fondamental et pour les harmoniques ; on obtient alors au détecteur une *extinction totale*, donc un *zéro très net.*

— Dans le cas où l'on connecte dans les branches du pont des organes dont l'impédance varie avec la fréquence, par exemple une inductance à noyau de fer ou une combinaison quelconque de réactances et de résistances, le réglage de l'équilibre n'est plus le même pour le fondamental et pour les harmoniques. En pratique on fait la mesure sur la fréquence fondamentale et on réalise l'extinction du terme fondamental seul en utilisant l'un des procédés indiqués plus haut (§ A 1°, page 127). Il subsiste alors des courants à fréquences harmoniques d'autant plus intenses que la variation de l'impédance avec la fréquence est plus importante. On n'obtient plus une extinction complète dans la diagonale « détecteur » mais un *minimum plus ou moins flou* et un *changement de tonalité* dans le cas où l'on utilise un écouteur téléphonique.

3° Ponts à haute fréquence.

Considérations générales. — En principe, tout ce qui précède est valable à toutes fréquences et les dispositifs en pont restent utilisables en haute aussi bien qu'en basse fréquence. Cette extension est d'ailleurs souhaitable car les ponts présentent des avantages pratiques appréciables sur les méthodes qui utilisent des phénomènes de résonance, soit :

a) la puissance de l'émetteur n'a pas besoin de rester parfaitement stable ;

b) il en est de même de sa fréquence dans les limites où les conditions d'équilibre ne dépendent pas directement de la fréquence ;

c) la source de courant peut avoir une puissance relativement faible ;

d) les mesures et surtout le dépouillement des résultats sont en général beaucoup plus rapides car les dispositifs en pont permettent le plus souvent des étalonnages à lectures directes.

— Malheureusement, dès que la fréquence s'élève, ces avantages sont rapidement masqués par les difficultés pratiques de mise en œuvre des dispositifs en pont résultant :

a) des couplages parasites directs, électriques ou magnétiques, de la source avec les divers organes constituant le pont ou entre ces organes eux-mêmes ;

b) des admittances de fuites à la masse dues aux capacités réparties et qui augmentent lorsque la fréquence croît ;

c) de l'inductance des connexions dont l'effet perturbateur croît avec la fréquence ;

d) des variations avec la fréquence des résistances (effets de peau) et de l'inductance apparente des bobinages.

— Pour remédier à ces défauts, on est conduit, dès que la fréquence s'élève, à prendre systématiquement dans la construction des ponts un certain nombre de précautions fondamentales dont les principales sont :

a) Blindages complets et soignés de tous les organes entrant dans la constitution du pont de façon à éliminer les couplages parasites directs et à stabiliser les admittances de fuites à la masse. En outre, l'ensemble constituant le pont

est lui-même contenu en général dans un coffret métallique formant blindage de protection contre toute action extérieure, en particulier contre un rayonnement parasite de la source alimentant le pont.

b) Blindage de la source et du détecteur.

c) Découplage des diagonales par l'emploi systématique des transformateurs à écrans.

d) Emploi de circuits symétriques (tête de pont de rapport unité) réalisant par construction une compensation approximative du pont.

e) Réduction au maximum possible des inductances parasites des divers organes intercalés dans les branches du pont et des connexions correspondantes. Stabilisation et compensation des inductances résiduelles.

f) Etude méthodique de toutes les causes de perturbations dues aux admittances de fuites à la masse (capacités réparties) et mise en œuvre de toutes précautions propres à les éliminer, en particulier détermination précise de tous les potentiels par rapport à la masse.

g) Compensation soignée du pont.

h) Examen précis et correction des causes de perturbations de l'étalonnage des étalons dues à l'effet de peau et à la présence des inductances des connexions ou aux capacités à la masse des organes du pont reliés aux étalons.

i) Interprétation judicieuse des résultats de la mesure en tenant compte s'il y a lieu des perturbations apportées à l'impédance inconnue par les connexions qui relient cette impédance aux bornes « X » du pont.

j) Utilisation systématique d'éléments étalons incorporés dans les ponts de façon à permettre des connexions très courtes et des caractéristiques parfaitement stables.

— Si *toutes* ces précautions sont prises avec soin et si le montage utilisé se prête à une compensation effective de toutes les causes de troubles, mais *à cette condition seulement*, il devient possible d'utiliser le pont dans la gamme des fréquences radioélectriques.

Dans l'état actuel de la technique, on trouve dans le commerce des ponts dont la gamme d'utilisation nominale s'étend jusqu'au voisinage de 60 MHz et qui permettent des mesures courantes sûres à 1 % jusqu'à 20 ou 30 MHz environ (1).

Il va sans dire que, à des fréquences aussi élevées, la qualité des résultats dépend autant des conditions d'essais, donc de l'opérateur, que des caractéristiques propres du pont utilisé, en particulier en ce qui concerne les remarques faites aux paragraphes *h* et *i* ci-dessus. Il faut alors être extrêmement méthodique et prudent dans l'interprétation des mesures.

Ponts usuels à lectures directes. — Si l'on ne prend pas de précautions spéciales, les effets perturbateurs dus aux inductances résiduelles apparentes et aux capacités réparties varient en général avec la fréquence et, ce qui est plus grave, avec les valeurs des impédances incorporées dans les branches du pont. Dans ces conditions, les réglages de la compensation et de l'équilibre du pont deviennent interdépendants et, même si l'on parvient par approximations successives à réaliser un équilibre pratiquement parfait, l'interprétation des résultats de la mesure devient assez aléatoire.

Il y a là une difficulté pratique très sérieuse, susceptible d'introduire des erreurs graves, le plus souvent insoupçonnées et incontrôlables, et qui s'oppose à la réalisation de ponts étalonnés du type usuel à lectures directes.

(1) D. B. SINCLAIR A Radiofrequency Bridge for Impedances Measurements from 400 kc : s to 60 Mc : s *Proceed. I. R. E.*, november 1940.

Pour retrouver des conditions de fonctionnement simple, comparables à celles qu'on réalise dans les ponts à basse fréquence, il est indispensable, après une analyse méthodique des causes de perturbations, de choisir les circuits du pont et la disposition pratique des divers organes constituant ses branches de telle sorte que les conditions de compensation restent fixes dans toute la gamme de fréquence et pour tous les réglages usuels.

A cette condition seulement on peut réaliser un pont à lectures directes utilisable pratiquement.

— Parmi les difficultés rencontrées, la plus importante à ce point de vue réside dans la variation de l'inductance résiduelle des résistances variables à décades de la branche « étalon ». On l'élimine pratiquement en utilisant des résistances à décades compensées et à inductance résiduelle constante du type décrit au chapitre I, § A 1°, page 7 (fig. *I-4*).

— Ces diverses sujétions constituent la principale difficulté rencontrée dans la réalisation des ponts à haute fréquence et les divers ponts proposés se distinguent surtout par la façon plus ou moins heureuse avec laquelle ils y satisfont. Pour fixer les idées et illustrer sur des exemples réels les modalités d'application, nous analyserons ci-après deux ponts de la General Radio Company qui sont parmi les plus satisfaisants à ce point de vue.

Premier pont « General Radio ». — Le premier pont à haute fréquence de la General Radio Company est essentiellement un pont de Sauty-série, du type représenté sur la figure *II-19-a*. Il comporte (fig. *II-29*) :

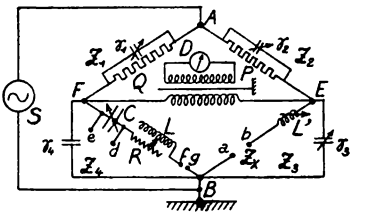


FIG. II-29.

a) Une tête de pont *symétrique* constituée par deux résistances fixes P et Q, du type Ayrton-Perry, toutes deux égales à 100 Ω ± 1 %.

b) Un condensateur étalon C, du type variable à air *non blindé* avec rotor isolé, d'une capacité totale de 1 150 pF, *étalonné en fonction de sa capacité directe* entre rotor et stator pour la position « zéro » du condensateur d'appoint et indépendamment des capacités à la masse des électrodes qui sont compensées par ailleurs. Il est shunté par un condensateur d'appoint du même type mais de capacité totale égale à 25 pF et muni d'un cadran à zéro central étalonné de — 10 à + 10 pF.

c) Une résistance étalon variable R, du type Ayrton-Petty, à *décades compensées* et à *inductance résiduelle constante*. Elle comporte trois décades : dixièmes, unités et dizaines d'ohms et a une valeur maximale de 111 Ω ; son inductance résiduelle est d'environ 1 μH et est constante pour toutes les positions des curseurs à ± 0,1 μH jusqu'à la fréquence de 1 MHz.

— La capacité et la résistance étalons sont connectées en série dans la branche « étalon » comme l'indique la figure II-*29*.

— La source est constituée par un générateur blindé à haute fréquence, quelconque *a priori*, modulé ou non modulé, capable de fournir aux bornes du pont une tension de l'ordre de 1 V dans toute la gamme de fonctionnement du pont. Une de ses extrémités est systématiquement reliée à la masse de l'appareil, laquelle doit être reliée à une bonne terre par une borne spéciale connectée directement à l'extrémité B de la diagonale source ; *la mise à la terre d'un autre point de la masse de l'appareil peut occasionner des courants de circulation* dans les panneaux de blindage et perturber le fonctionnement.

— Le *détecteur* est en principe constitué par un *récepteur* ordinaire, couvrant la gamme de fonctionnement du pont, et d'une sensibilité de l'ordre de 10 μV.

— Les différents organes du pont sont découplés les uns des autres par des blindages en feuilles de cuivre suffisamment éloignés de ces organes pour ne pas augmenter sensiblement les capacités réparties ; l'ensemble est disposé dans un blindage général constitué par un revêtement intérieur de la boîte en feuilles de cuivre.

— Les résistances P et Q constituant la tête de pont comportent toutes deux des éléments perturbateurs constitués par leurs capacités réparties et par l'inductance des bobinages et des connexions. Si ces résistances sont placées dans des blindages reliés à l'extrémité A de la diagonale source, comme il est indiqué sur les figures *II-12* à *II-16*, tous les effets perturbateurs peuvent être schématisés pour chaque résistance par une capacité unique et fixe γ_1 et γ_2 (chap. I, § A 1°, page 5).

Pour des raisons qui seront précisées plus loin, on a été conduit à rendre ces capacités ajustables en plaçant en parallèle sur P et Q des petites capacités variables ; la tête de pont est donc constituée schématiquement et en *toute rigueur* par deux résistances pures P et Q shuntées respectivement par des capacités réglables sans pertes γ_2 et γ_1. Le pont prend alors l'aspect d'un pont de *Schering*, § A 2°, p. 147 (fig. *II-20*).

— Dans la branche « étalon », la résistance étalonnée R est connectée du côté de la masse en série avec une coupure *fg* qui permet d'intercaler *éventuellement* dans le circuit une résistance ou une impédance inconnue dans le cas où l'on opère par substitution.

La capacité étalonnée C est branchée du côté de l'extrémité F de la diagonale « détecteur » ; son armature mobile est reliée à la résistance R et son armature fixe à F. Avec cette disposition, la capacité à la masse de l'armature fixe *de valeur constante*, se place en γ_4 en parallèle sur la branche étalon ; elle est compensée par une capacité égale ajustable γ_3 connectée sur la branche » inconnue ». La capacité à la masse γ' de l'armature mobile, *variable*, vient shunter la résistance étalon R ; son effet perturbateur se réduit pratiquement à une variation de l'inductance résiduelle de R (chap. I, § A 1°, p. 5) ; on s'arrange par construction pour que cette variation ($-\gamma' R^2$) reste négligeable pour toutes les valeurs de R prévues (111 Ω maximum).

Des bornes « *e d* » sont prévues pour pouvoir brancher en parallèle sur C une capacité extérieure, soit pour augmenter la gamme de variation de C, soit pour permettre des mesures par substitution. Ce condensateur extérieur doit être isolé de la masse ; sa borne « masse » reliée à l'armature formant écran doit être reliée à la borne « *e* » de façon que sa capacité à la masse se place en shunt sur γ_4 et puisse être compensée en réglant γ_3.

— *Sous ces réserves*, l'impédance effective de la branche étalon comporte en série :

a) la capacité variable étalonnée C, *réduite à sa valeur entre armatures, mesurée à basse fréquence* sans tenir compte de l'inductance des connexions intérieures du condensateur, et correspondant à l'étalonnage porté sur le cadran ;

b) la résistance pure R ;

c) l'inductance totale L, pratiquement constante, correspondant à l'inductance résiduelle de R augmentée de l'inductance de toutes les connexions, *y compris les connexions intérieures du condensateur.*

— Une inductance ajustable L' est connectée en série dans la branche

inconnue opposée et permet, comme nous allons le voir, de compenser l'inductance L.

— Si l'on place entre les bornes a b une impédance inconnue de la forme :

$$\mathfrak{Z}_x = r + jX$$

les équations d'équilibre du pont s'écrivent, *en faisant figurer toutes les causes de perturbations* et en désignant par $\mathfrak{Z}_1$ $\mathfrak{Z}_2$ $\mathfrak{Z}_3$ $\mathfrak{Z}_4$ les impédances apparentes globales des 4 branches du pont (fig. *II-29*) :

$$\frac{\mathfrak{Z}_3}{\mathfrak{Z}_4} = \frac{\mathfrak{Z}_2}{\mathfrak{Z}_1} = m.$$

Le rapport « m » est défini par les caractéristiques des bras de proportions et a pour expression :

$$m = \frac{\mathfrak{Z}_2}{\mathfrak{Z}_1} = \frac{\dfrac{1}{\mathfrak{Z}_1}}{\dfrac{1}{\mathfrak{Z}_2}} = \frac{\dfrac{1}{Q} + j\gamma_1\omega}{\dfrac{1}{P} + j\gamma_2\omega}.$$

Soit, pratiquement, en remarquant que $P = Q$ et que les termes $P^2\,\gamma_2^2\,\omega^2$ et $P^2\,\gamma_1\,\gamma_2\,\omega^2$ sont très petits devant l'unité :

$$m \approx 1 + jP\omega(\gamma_1 - \gamma_2).$$

— En remplaçant $\mathfrak{Z}_3$ et $\mathfrak{Z}_4$ par leurs valeurs, la condition d'équilibre du pont s'écrit alors :

$$\frac{1}{R - j\left(\dfrac{1}{C\omega} - L\omega\right)} + j\gamma_4\omega = m\left[\frac{1}{r + j(X + L'\omega)} + j\gamma_3\omega\right]$$

expression complexe dans laquelle figurent explicitement tous les termes perturbateurs : γ_1, γ_2, γ_3, γ_4, L et L'.

Si l'on règle les organes correspondants de façon à satisfaire les égalités :

$$\text{(19)} \qquad \begin{cases} \gamma_1 = \gamma_2 \\ \gamma_3 = \gamma_4 \\ L' = L \end{cases}$$

la condition d'équilibre du pont prend la forme simple :

$$r = R$$

$$X = -\frac{1}{C\omega}.$$

— Les égalités (19) constituent les conditions de compensation du pont. Comme les termes perturbateurs peuvent être regardés comme pratiquement constants, les réglages de la compensation sont valables dans toute la gamme d'utilisation de l'appareil et l'on peut réaliser un pont à lectures directes en R et en C.

Il est intéressant de noter que l'inductance propre du condensateur étalon, incluse dans L, est compensée également par L' et que, de ce fait, la valeur C qui intervient dans l'équilibre du pont est la capacité statique entre électrodes, mesurée à basse fréquence. L'étalonnage du cadran est donc valable à toutes

fréquences ; c'est cet artifice qui permet d'obtenir un pont à lectures directes à toutes fréquences.

Pour réaliser la compensation du pont, on branche entre les bornes « *a b* » (fig. *II-29*), une capacité étalonnée sans pertes; on place la résistance R à zéro et on amène l'index du condensateur variable du pont sur la valeur correspondant à celle du condensateur de référence. Cela fait, on réalise l'équilibre du pont en ajustant l'une des capacités γ_1 ou γ_2 et l'inductance de compensation L'.

— En principe tout ce qui précède est valable à toutes fréquences, y compris dans la gamme voisine de la fréquence de résonance des branches « étalon » et « inconnue ». En réalité, comme l'inductance de la branche « étalon » est répartie tout le long du circuit tandis que celle de la branche « inconnue » est localisée en L', la symétrie du pont n'est plus réalisée dans cette zone de fréquences et il peut en résulter des erreurs importantes. Il y a donc lieu en pratique de s'assurer que la fréquence de résonance est suffisamment éloignée de la fréquence de travail.

Lecture directe de l'angle de pertes. — Plaçons un condensateur inconnu entre les bornes « *a b* » et proposons-nous de déterminer son angle de pertes. Au lieu des conditions de départ (19) prenons comme conditions de réglage initial du pont :

$$(20) \qquad \begin{cases} R = 0 \\ \gamma_3 = \gamma_4 \\ L' = L \end{cases}$$

et adoptons comme variables, pour régler l'équilibre, la capacité variable C et l'une des capacités de compensation γ_1 ou γ_2, par exemple γ_2. La condition d'équilibre s'écrit en remplaçant « m » par sa valeur :

$$\frac{\mathrm{j}}{\dfrac{1}{C\omega} - L\omega} + \mathrm{j}\gamma_4\omega = \frac{1 + \mathrm{j}P\omega(\gamma_1 - \gamma_2)}{r + \mathrm{j}(X + L'\omega)} + \mathrm{j}\gamma_3\omega\left[1 + \mathrm{j}P\omega(\gamma_1 - \gamma_2)\right].$$

Soit, en tenant compte de l'égalité $\gamma_3 = \gamma_4$:

$$r + \mathrm{j}(X + L'\omega) = \frac{1 + \mathrm{j}P\omega(\gamma_1 - \gamma_2)}{\dfrac{\mathrm{j}}{\dfrac{1}{C\omega} - L\omega} + P\gamma_3\omega^2(\gamma_1 - \gamma_2)}$$

que l'on peut écrire sous la forme :

$$r + \mathrm{j}(X + L'\omega) = \frac{P\dfrac{\gamma_1 - \gamma_2}{C}(1 - LC\omega^2) - \mathrm{j}\left(\dfrac{1}{C\omega} - L\omega\right)}{1 - \mathrm{j}P\omega(\gamma_1 - \gamma_2)\cdot\dfrac{\gamma_3}{C}\cdot(1 - LC\omega^2)}.$$

Puisque, par construction, on s'arrange pour que la fréquence de travail reste très inférieure à la fréquence de résonance de la branche étalon, le terme $LC\omega^2$ reste très petit devant l'unité. Il en est de même du rapport $\frac{\gamma_3}{C}$ d'une part et du facteur $P\omega(\gamma_1 - \gamma_2)$ d'autre part qui, comme nous allons le voir, est égal à l'angle de pertes du condensateur.

On a donc pratiquement comme condition d'équilibre :

$$r + j(X + L'\omega) \approx P\frac{\gamma_1 - \gamma_2}{C} - j\left(\frac{1}{C\omega} - L\omega\right)$$

soit finalement en tenant compte de l'égalité $L' = L$:

$$r = P\frac{\gamma_1 - \gamma_2}{C}$$

$$X = -\frac{1}{C\omega}.$$

L'angle de pertes du condensateur inconnu connecté entre les bornes *a b* est alors mesuré par la relation :

$$\text{(21)} \qquad \operatorname{tg}\delta = \frac{r}{|X|} = P\omega(\gamma_1 - \gamma_2).$$

Le résultat est indépendant de la valeur de C et ne dépend que de ω et $(\gamma_1 - \gamma_2)$. En travaillant à fréquence fixe f_0 et en maintenant le condensateur γ_1 constant, l'angle de pertes est entièrement défini par la valeur du condensateur γ_2 que l'on peut graduer directement en valeur de l'angle de pertes.

Si l'on opère à une fréquence quelconque f, la valeur de l'angle de pertes s'obtient en multipliant la lecture faite sur le cadran de γ_2 par le rapport $\frac{f}{f_0}$ des fréquences.

On réalise ainsi un pont qui permet de mesurer par lecture directe la valeur de l'angle de pertes d'un condensateur, donc d'un diélectrique.

Pour tarer l'appareil dans ces conditions, on place en *ab* un condensateur de référence dont on connaît la capacité et l'angle de pertes. On place les repères de la capacité étalon C et du condensateur variable γ_2 sur les valeurs correspondantes et on place sur la position de résistance nulle les décades de R. Cela fait, on ajuste γ_1, γ_3 et L' de façon à réaliser l'équilibre du pont comme pour effectuer la compensation normale.

— Avec cette disposition complémentaire, le pont comporte donc trois organes ajustables γ_1, γ_3 et L' pour régler la compensation et trois organes étalonnés, C, R et γ_2 pour effectuer les mesures.

En reprenant le calcul précédent avec les approximations admises plus haut mais dans l'hypothèse où R n'est pas nul, on trouve les conditions d'équilibre :

$$r \approx R + P\frac{\gamma_1 - \gamma_2}{C}$$

$$X \approx -\frac{1}{C\omega}$$

qui montrent que la capacité γ_2 peut être utilisée conjointement avec R pour équilibrer la composante active de l'inconnue. Pratiquement on s'en sert comme d'un appoint pour parfaire le réglage de R entre les plots de la décade des dixièmes d'ohm.

Gammes et précisions. — Le pont de la General Radio Company est prévu pour fonctionner dans la gamme de fréquence allant de 500 kHz à 4 MHz et pour permettre des mesures d'angle de pertes compris entre 5.10^{-5} et 3.10^{-2}

Il permet des mesures à lectures directes des résistances jusqu'à 111 Ω et des capacités jusqu'à 1 150 pF.

La précision est de l'ordre de 1 % pour les capacités et de 2 % pour les résistances jusqu'à 1 MHz ; elle diminue progressivement quand la fréquence s'élève et est de l'ordre de 5 % à 4 ou 5 MHz. Elle peut être notablement améliorée par l'emploi d'une méthode de substitution comme nous le préciserons au chapitre V, § B 1°.

Par contre, étant données la complexité des réglages de compensation et les hypothèses simplificatrices nécessaires, les mesures en lectures directes de l'angle de pertes sont peu précises. La graduation du condensateur γ_2 fournit un moyen commode pour la comparaison pratique de deux échantillons mais il est peu prudent de l'utiliser pour des mesures absolues.

Second pont « General Radio ». — Le pont qui précède, très voisin dans son principe et dans son mode d'emploi des ponts à basse fréquence, comportait pour son utilisation en fréquence radioélectrique les inconvénients suivants :

a) Il nécessitait des opérations préliminaires très soignées pour réaliser la compensation des impédances résiduelles des circuits, en particulier l'inductance des connexions des branches du pont ;

b) il utilisait une résistance étalonnée réglable, difficile à réaliser en haute fréquence et astreinte de ce fait à rester faible (111 Ω) ;

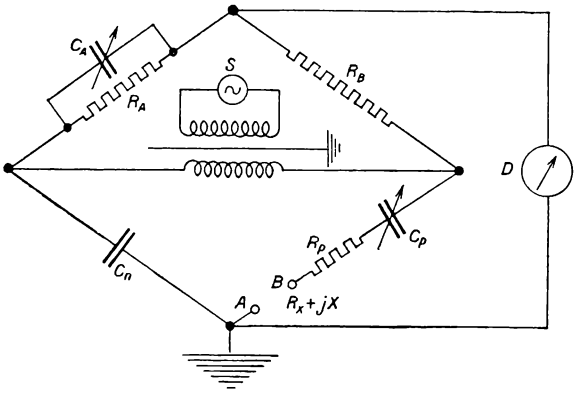


FIG. II-30.

c) son principe même limitait son usage à la seule mesure des capacités et, pour mesurer des inductances, il fallait faire usage d'artifices qui seront indiqués plus loin à titre d'exemples de discussion (chap. V, § B 1°).

Pour ces raisons, son emploi pratique s'est trouvé limité aux fréquences radioélectriques inférieures (4 MHz) et la General Radio Company a été amenée à lui substituer un nouveau type de pont mieux adapté aux mesures à fréquence radioélectrique.

Le nouveau pont est essentiellement un pont de Schéring conçu sur le schéma de la figure *II-30* et qui comporte les avantages suivants :

a) Les seuls éléments réglables sont les deux capacités variables et étalonnées C_A et C_p ; tous les autres organes sont fixes, en particulier les résistances R_A, R_B et R_p ou ajustables à la construction, par exemple C_n.

b) L'impédance inconnue est connectée en série avec la capacité C_p et peut être mise en court-circuit, tous les éléments constitutifs du pont restant inchangés, ce qui permet, par une méthode de double pesée, d'éliminer la plupart des impédances résiduelles perturbatrices. La première opération n'est plus qu'un simple tarage, beaucoup plus facile à réaliser que la compensation systématique des éléments parasites du premier pont ; il est possible alors d'étendre considérablement la gamme d'utilisation (400 kHz à 60 MHz).

c) La réactance inconnue s'ajoute algébriquement, dans la branche du

pont, à celle du condensateur C_p. On peut alors, sous la seule condition de choisir C_p en conséquence, mesurer aussi bien des inductances que des capacités.

— La mesure s'effectue en deux opérations.

— Dans la première, qui constitue le tarage préliminaire du pont, on met en court-circuit les bornes AB de l'impédance inconnue et on réalise l'équilibre du pont en donnant aux capacités C_p et C_A des valeurs C_{p1} et C_{A1} telles que :

$$\frac{R_p - j\frac{1}{C_{p1}\omega}}{\frac{1}{R_A} + jC_{A1}\omega} = -j\frac{R_B}{C_n\omega}$$

d'où l'on déduit :

$$\begin{cases} R_p = R_B\dfrac{C_{A1}}{C_n} \\ -\dfrac{1}{C_{p1}\omega} = -\dfrac{1}{C_n\omega}\cdot\dfrac{R_B}{R_A}. \end{cases}$$

— Cela fait, on met en circuit l'impédance inconnue $R_x + jX$ dont les éléments se trouvent mis respectivement en série avec les éléments correspondants R_p et $-\dfrac{1}{C_p\omega}$ de la branche du pont. Pour rétablir l'équilibre, il faut alors donner aux capacités C_p et C_A des valeurs différentes C_{p2} et C_{A2} telles que :

$$\begin{cases} R_x + R_p = R_B\dfrac{C_{A2}}{C_n} \\ X - \dfrac{1}{C_{p2}\omega} = -\dfrac{1}{C_n\omega}\cdot\dfrac{R_B}{R_A}. \end{cases}$$

On en déduit, par différence :

$$R_x = \frac{R_B}{C_n}(C_{A2} - C_{A1}) = \frac{R_B}{C_n}\Delta C_A$$

$$X = \frac{1}{\omega}\left(\frac{1}{C_{p2}} - \frac{1}{C_{p1}}\right) = \frac{1}{\omega}\Delta\left(\frac{1}{C_p}\right).$$

— Les valeurs des éléments R_x et X de l'impédance inconnue s'obtiennent donc par simples différences des valeurs des capacités étalonnées. Pour réaliser un pont à lectures directes, les capacités C_A et C_p sont constituées chacune par la combinaison de deux condensateurs (C'_A et C_A, C'_p et C_p) ayant chacun un rôle particulier. Les éléments C_p et C_A constituent les organes de mesure, ils portent des échelles étalonnées directement en valeurs de R_x et X dont le zéro, suivant les cas, correspond au maximum ou au minimum de la capacité. Les éléments C'_A et C'_p, au contraire, constituent les organes de tarage du pont ; ils sont ajustés dans la première opération de façon à réaliser l'équilibre après avoir mis les condensateurs C_A et C_p au zéro de leur graduation.

Dans ces conditions, le pont affecte l'aspect de la figure *II-31* ; les valeurs de R_x et de X se déduisent des variations ΔC_A et $\Delta\left(\dfrac{1}{C_p}\right)$ et sont lues directement sur les échelles graduées de C_A et C_p. Notons que, pour la réactance X dont la valeur dépend de la fréquence, l'étalonnage est établi pour une fréquence de

référence prise égale à 1 MHz. Lorsqu'on opère à une autre fréquence, il faut diviser la valeur lue par celle de la fréquence exprimée en mégahertz. La graduation de C_A en valeurs de R_x est au contraire valable à toutes fréquences.

— La résistance R_x étant essentiellement positive, on a toujours $C_{A2} > C_{A1}$; autrement dit, l'échelle de C_A, graduée en ohms, est la même pour toutes les mesures et son zéro correspond à la valeur minimale de C_A.

— Dans le cas de la réactance X, les conditions opératoires varient suivant qu'on a affaire à une capacité ou à une inductance. Dans le cas d'une

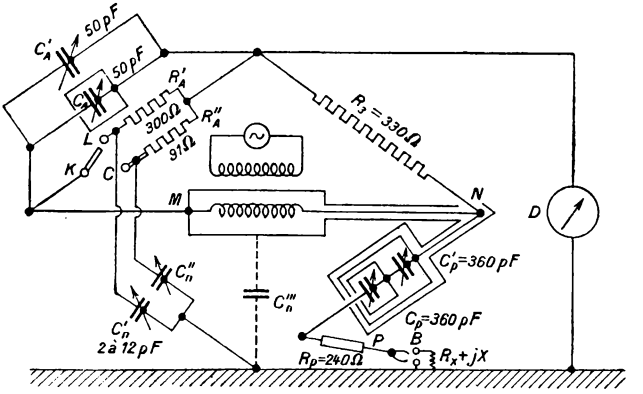


FIG. II-31.

inductance ($X > 0$), on doit diminuer la capacité C_p à partir de sa valeur initiale $\left(\frac{1}{C_{p2}} > \frac{1}{C_{p1}}\right)$. Dans le cas d'une capacité ($X < 0$), par contre, il faut l'augmenter. Pour étendre la gamme de réglage du pont sans accroître démesurément C_p, l'appareil comporte un commutateur à deux positions K qui permet de modifier simultanément les valeurs des éléments fixes R_A et C_n du pont. Dans la position L, relative à la mesure des inductances, ces éléments sont choisis de façon que le tarage du pont soit obtenu pour la position de C_p correspondant au maximum de capacité. Pour la position C, au contraire, relative à la mesure des capacités, le tarage est réalisé en plaçant C_p au minimum de capacité. Le cadran de C_p porte une échelle graduée en ohms dont le zéro correspond au maximum de C_p ; elle donne par lecture directe la valeur de X dans le cas d'une inductance. Pour une capacité, il faut faire la différence des lectures à partir du maximum correspondant au minimum de C_p.

— En pratique, la mise en ou hors circuit de l'impédance inconnue est réalisée à l'aide d'une petite connexion souple, terminée par une pince P que l'on connecte alternativement à la masse ou à la borne B de l'inconnue. La résistance R_p, qui dépend de sa longueur, est incluse dans cette connexion. Notons enfin que, les éléments parasites de la branche R_p C_p, c'est-à-dire la résistance et la réactance des connexions, en particulier de la connexion souple, s'éliminent par différence entre les deux opérations. Il n'y a donc aucune correction à faire sur C_p en fonction de la fréquence. Par contre, aux fréquences élevées, il faut tenir compte de la capacité γ de la pince par rapport à la masse (3 pF environ) qui se trouve connectée en parallèle sur l'inconnue dans la seconde opération ; de même il faut corriger la valeur de C_A pour tenir compte de son inductance interne.

— Ce pont est prévu pour effectuer des mesures dans la gamme de fréquence de 400 kHz à 60 MHz. Ses échelles sont graduées de 0 à 1 000 Ω pour la résistance et de 0 à 5 000 Ω pour la réactance (à 1 MHz).

— Sur le même principe, mais moyennant des précautions de montage appropriées, la General Radio Company a réalisé un pont couvrant la gamme de 10 à 165 MHz et permettant de mesurer des résistances et des réactances de 0 à 200 Ω à 100 MHz.

— Notons enfin la disposition très particulière des écrans autour des condensateurs C_p et C'_p qui permettent :

a) de blinder ces condensateurs, donc de définir nettement leurs capacités ;

b) de reporter les capacités parasites entre écrans et entre écrans et masse, d'une part aux bornes de la diagonale source $M\,N$, d'autre part en parallèle avec la capacité fixe C_n dans laquelle elle se trouve incorporée (C''_n).

B. — PONTS EN DOUBLE T ET EN T SHUNTÉ

1° Propriétés générales.

Définitions et but. — Dans les ponts d'impédances des types examinés ci-dessus, les deux diagonales sont obligatoirement à des potentiels différents. Cette disposition constitue une grosse difficulté pratique pour les mesures aux fréquences radioélectriques dans la gamme desquelles les appareils usuels à connecter dans les diagonales, source et détecteur, ont toujours un pôle plus ou moins directement à la masse. Elle nécessite l'emploi de transformateurs à écrans et est à l'origine des difficultés de compensation que l'on rencontre pour étendre vers les fréquences élevées les mesures au pont.

— Pour éliminer cette difficulté, on a cherché à réaliser des dispositifs jouissant des mêmes propriétés que les ponts au point de vue des mesures d'impédances, mais dans lesquels *les diagonales « source » et « détecteur » ont toutes deux un pôle à la masse.*

— Une solution particulièrement intéressante a été proposée par W. N. Tuttle [1].

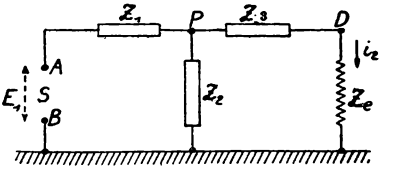


FIG. II-32.

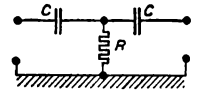
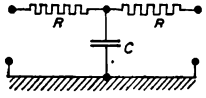
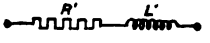
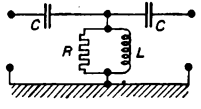
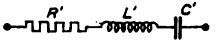
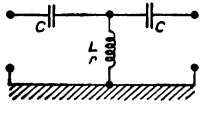
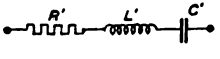
— Considérons un réseau constitué par trois impédances, quelconques *a priori*, disposées en T comme l'indique la figure *II-32*, alimenté à l'une de ses extrémités AB par une source de courant alternatif S ayant un pôle à la masse et débitant par l'autre dans une impédance extérieure $\mathfrak{Z}_e$ ayant également un pôle à la masse.

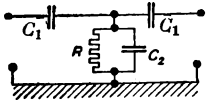
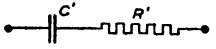
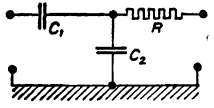
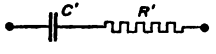
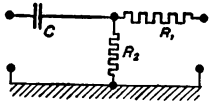
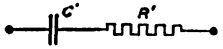
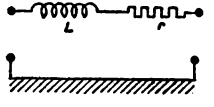
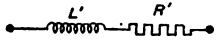
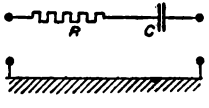
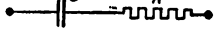
— Le courant i_2 débité dans $\mathfrak{Z}_e$ ne peut s'annuler tant que les impédances $\mathfrak{Z}_1$, $\mathfrak{Z}_2$ et $\mathfrak{Z}_3$ conservent des valeurs finies ; par contre, en réglant en conséquence les compositions et les valeurs de ces impédances, on peut faire varier dans de très grandes limites son amplitude et sa phase.

Cela étant, imaginons qu'on connecte en parallèle deux cellules en T du même type (fig. *II-33*) et qu'on ajuste les impédances de ces cellules de telle

(1) W. N. TUTTLE, Bridged-T and Parallel-T Null Circuits for Measurements at Radio Frequencies. — *Proceedings of the I. R. E.*, jan. 1940, vol. 28, N° 1, p. 33.

Structures élémentaires en T

N°s	Configurations réelles		Inpédances de transfert	
	Schémas	Valeurs	Schémas	Valeurs
1		$\mathcal{Z}_1 = \mathcal{Z}_3 = -\,j\,\frac{1}{C\omega}$ $\mathcal{Z}_2 = R$		$C' = \frac{C}{2}$ $R' = -\,\frac{1}{RC^2\omega^2}$
2		$\mathcal{Z}_1 = \mathcal{Z}_3 = R$ $\mathcal{Z}_2 = -\,j\,\frac{1}{C\omega}$		$L' = R^2 C$ $R' = 2R$
3		$\mathcal{Z}_1 = \mathcal{Z}_3 = -\,j\,\frac{1}{C\omega}$ $\mathcal{Z}_2 = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{jL\omega}}$		$L' = \frac{1}{LC^2\omega^4}$ $C' = \frac{C}{2}$ $R' = -\,\frac{1}{RC^2\omega^2}$
4		$\mathcal{Z}_1 = \mathcal{Z}_3 = -\,j\,\frac{1}{C\omega}$ $\mathcal{Z}_2 = r + jL\omega$		$L' = \frac{1}{LC^2\omega^4\left[1 + \left(\frac{r}{L\omega}\right)^2\right]}$ $C' = \frac{C}{2}$ $R' = -\,\frac{r}{L^2C^2\omega^4\left[1 + \left(\frac{r}{L\omega}\right)^2\right]}$

5		$\mathfrak{Z}_1 = \mathfrak{Z}_3 = -\,\mathrm{j}\,\frac{1}{C_1\omega}$ $\mathfrak{Z}_2 = \frac{1}{\frac{1}{R} + \mathrm{j}C_2\omega}$		$C' = \frac{C_1}{2 + \frac{C_2}{C_1}}$ $R' = -\,\frac{1}{RC_1^2\omega^2}$
6		$\mathfrak{Z}_1 = -\,\mathrm{j}\,\frac{1}{C_1\omega}$ $\mathfrak{Z}_2 = -\,\mathrm{j}\,\frac{1}{C_2\omega}$ $\mathfrak{Z}_3 = R$		$C' = C_1$ $R' = R\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)$
7		$\mathfrak{Z}_1 = -\,\mathrm{j}\,\frac{1}{C\omega}$ $\mathfrak{Z}_2 = R_2$ $\mathfrak{Z}_3 = R_1$		$C' = \frac{C}{1 + \frac{R_1}{R_2}}$ $R' = R_1$
8		$\mathfrak{Z}_1 = \mathrm{j}L\omega$ $\mathfrak{Z}_2 = \infty$ $\mathfrak{Z}_3 = r$		$L' = L$ $R' = r$
9		$\mathfrak{Z}_1 = R$ $\mathfrak{Z}_2 = \infty$ $\mathfrak{Z}_3 = -\,\mathrm{j}\,\frac{1}{C\omega}$		$C' = C$ $R' = R$
10		$\mathfrak{Z}_1 = R$ $\mathfrak{Z}_2 = \infty$ $\mathfrak{Z}_3 = 0$		$R' = R$

sorte que les courants i_2 et i'_2, débités respectivement par chacune d'elles dans l'impédance extérieure commune $\mathcal{Z}_e$, soient égaux et en opposition de phase ; le courant total i dans $\mathcal{Z}_e$ devient nul et le point D se trouve au potentiel

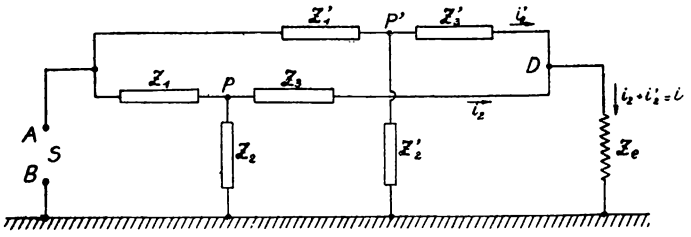


FIG. II-33.

de la terre. Dans ce cas, l'ensemble des deux cellules en T en parallèle constitue un circuit équilibré, représenté *en perspective*, sur la figure *II-34*, dans lequel se ferme un *courant de circulation interne* $i_2 = -i'_2$ entre les deux cellules, le point D restant toujours au potentiel du sol et tout se passant comme si le circuit $\mathcal{Z}_e$ n'existait pas.

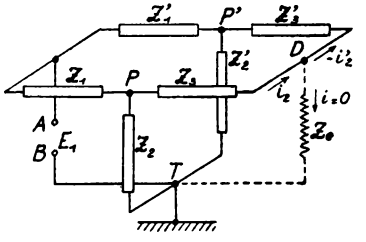


FIG. II-34.

Ce résultat n'est atteint que si l'on réalise l'opposition exacte des deux courants i_2 et i'_2, c'est-à-dire un réglage particulier bien défini des impédances. On dispose donc d'un circuit se comportant comme un pont dont la diagonale « détecteur » serait constituée par le circuit $D\mathcal{Z}_eT$ et la diagonale « source » par le circuit ABT, ayant tous deux un pôle à la masse, et qu'on désigne sous le nom de *Pont en double* T ou en T *jumeaux.*

Dans certains cas il est possible de réaliser la condition d'équilibre en donnant à l'une des impédances $\mathcal{Z}_2$ où $\mathcal{Z}'_2$ une valeur infinie. A ce moment le T correspondant se réduit à une simple impédance ($Z' = Z'_1 + Z'_3$) shuntant les branches de l'autre cellule en T. On obtient alors le circuit schématisé sur la figure *II-35* désigné sous le nom de *Pont en* T *shunté,* qui jouit des mêmes propriétés que le pont en double T.

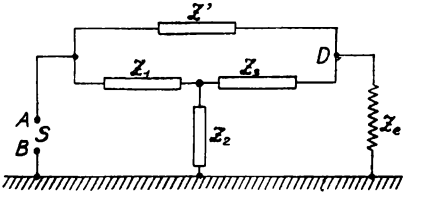


FIG. II-35.

Conditions d'équilibre. — Lorsque l'*équilibre est réalisé, le point D est au potentiel du sol* ; tout se passe alors comme si les deux cellules en T fonctionnaient en court-circuit indépendamment l'une de l'autre et débitaient en parallèle dans un circuit d'impédance nulle. La condition d'équilibre correspond au réglage pour lequel les courants de *court-circuit* des deux cellules sont égaux et en opposition ; elle est *indépendante par conséquent de l'impédance du détecteur* ; elle est *aussi indépendante de la source,* qui alimente les deux cellules en parallèle.

Pour l'exprimer, Tuttle introduit la notion d'*impédance de transfert* qui fournit une méthode de discussion particulièrement élégante par sa simplicité et sa généralité.

Considérons la cellule type représentée sur la figure *II-32* et imaginons qu'elle fonctionne en court-circuit ($\mathcal{Z}_e = 0$) ; le courant à la sortie i_2 a pour expression, en désignant par E_1 la tension aux bornes de la source :

$$J_2 = \frac{\mathcal{Z}_2}{\mathcal{Z}_2 + \mathcal{Z}_3} \cdot \frac{\mathcal{E}_1}{\mathcal{Z}_1 + \dfrac{\mathcal{Z}_2 \mathcal{Z}_3}{\mathcal{Z}_2 + \mathcal{Z}_3}} = \frac{\mathcal{E}_1}{\mathcal{Z}}$$

en posant :

$$\boxed{\mathcal{Z} = \mathcal{Z}_1 + \mathcal{Z}_3 + \frac{\mathcal{Z}_1 \mathcal{Z}_3}{\mathcal{Z}_2}} \cdot \tag{22}$$

Tout se passe donc comme si la source débitait directement dans une *impédance fictive* $\mathcal{Z}$, dite *impédance de transfert* et dont la valeur est liée à celle des impédances de la cellule réelle par la relation symbolique (22) ; le circuit réel peut alors être remplacé par le *circuit fictif équivalent* de la figure *II-36*.

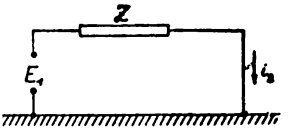


FIG. II-36.

— Si l'on connecte en parallèle deux cellules en T débitant en court-circuit, le courant total à la sortie est le même que celui que l'on obtiendrait en mettant en parallèle deux cellules fictives du type de la figure *II-36*. Le circuit fictif équivalent à un circuit complet en double T du type de la figure *II-33* se déduit donc de la figure *II-36* simplement en connectant en parallèle les deux impédances de transfert $\mathcal{Z}$ et $\mathcal{Z}'$ correspondant aux deux cellules en T mises en circuit (fig. *II-37*).

— Le courant à la sortie i s'annule lorsque l'impédance équivalente à $\mathcal{Z}$ et $\mathcal{Z}'$ en parallèle devient infinie, soit pour :

$$\frac{\mathcal{Z}\mathcal{Z}'}{\mathcal{Z} + \mathcal{Z}'} = \infty .$$

Autrement dit, la condition s'équilibre s'écrit, sous sa forme la plus générale :

$$\boxed{\mathcal{Z} + \mathcal{Z}' = 0} . \tag{23}$$

— Plus simplement, on peut obtenir la condition d'équilibre en écrivant que la somme des courants i_2 et i'_2, débités en court-circuit par chacune des deux cellules en parallèle, est nulle, soit :

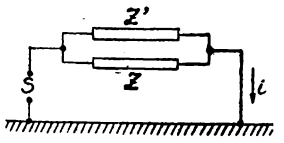


FIG. II-37.

$$i_2 + i'_2 = \frac{\mathcal{E}_1}{\mathcal{Z}} + \frac{\mathcal{E}_1}{\mathcal{Z}'} = 0$$

d'où :

$$\mathcal{Z} + \mathcal{Z}' = 0$$

étant toujours bien entendu que $\mathcal{Z}$ et $\mathcal{Z}'$ sont des *impédances fictives* qui s'expriment par la relation (22) en fonction des impédances vraies du pont.

— Cette relation très simple montre que l'on peut obtenir le zéro dans la diagonale « détecteur » en accouplant en parallèle deux cellules quelconques pourvu que les termes réels et imaginaires de leurs *impédances de transfert* soient de signes contraires et puissent être rendus égaux en valeurs absolues.

De très nombreuses combinaisons sont possibles ; leur choix est immédiat dès que l'on connaît les caractéristiques de l'impédance de transfert cor-

respondant aux divers types de cellules en T réalisables. A titre documentaire, le tableau ci-dessus donne un aperçu des structures élémentaires les plus intéressantes en pratique (pp. 164 et 165).

On voit sur ce tableau que certaines impédances de transfert jouissent de la propriété remarquable d'avoir une *résistance négative*; d'autres, au contraire, ont une résistance positive. C'est cette circonstance, impossible à réaliser avec des impédances réelles, qui permet, en mettant en parallèle deux cellules convenablement choisies, d'obtenir une impédance de transfert résultante infinie et de réaliser l'extinction (relation 23).

Avantages et inconvénients pratiques. — Pour les mesures en haute fréquence les cellules en T possèdent des avantages pratiques très intéressants résultant de la simplicité relative de leur structure par rapport à la masse :

a) La source et le détecteur ont tous deux automatiquement un pôle à la masse ; de ce fait, il n'y a aucune utilité de prévoir l'emploi de transformateurs à écrans ou de dispositifs de compensation tels que le pont de Wagner.

b) L'impédance $\mathfrak{Z}_2$ a également un pôle à la masse ; on s'arrangera en général pour y connecter l'inconnue qui peut ainsi être quelconque.

c) Les impédances $\mathfrak{Z}_1$ et $\mathfrak{Z}_3$ ont respectivement un pôle aux bornes A et D de la source et du détecteur. En connectant à ce pôle les armatures à grande surface formant écrans, les admittances de fuites à la masse correspondantes se trouvent connectées en parallèle sur la source et sur le détecteur et n'interviennent pas dans les conditions d'équilibre.

— Les seules causes d'erreurs qui subsistent et dont il convient de tenir compte méthodiquement au cours du montage d'un pont en T ou de son utilisation sont les suivantes :

a) Les armatures et connexions en liaison avec le point central P du T (fig. *II-32*) présentent forcément une admittance de fuites à la masse qui se réduit pratiquement à celle d'une faible capacité γ.

Cette capacité se trouve connectée en parallèle sur l'impédance $\mathfrak{Z}_2$ et modifie sa valeur apparente. Il est nécessaire d'analyser son effet dans chaque cas particulier.

Dans le cas où l'impédance $\mathfrak{Z}_2$ contient un condensateur étalonné, elle augmente sa capacité résiduelle et on peut l'incorporer dans la courbe d'étalonnage, sous la seule condition qu'elle reste constante.

Dans le cas où l'impédance $\mathfrak{Z}_2$ contient une inductance, γ augmente la capacité répartie et peut modifier de façon importante son impédance apparente si l'on opère à une fréquence voisine de la fréquence de résonance. On pourrait en tenir compte dès que l'on connaît la valeur de γ, en déduisant par le calcul l'impédance de la bobine seule à partir des valeurs trouvées pour l'impédance apparente. Cette méthode serait longue et peu précise.

Il est en général plus pratique de tenir compte de la capacité γ en se basant sur la remarque suivante :

L'impédance $\mathfrak{Z}_2$, shuntée par γ, se comporte comme une admittance :

$$\frac{1}{\mathfrak{Z}_2} + j\gamma\omega.$$

L'expression de l'impédance de transfert (22) prend alors la forme :

$$\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_3 + j\mathfrak{Z}_1\mathfrak{Z}_3\gamma\omega + \frac{\mathfrak{Z}_1\mathfrak{Z}_3}{\mathfrak{Z}_2}. \tag{24}$$

Tout se passe alors comme si l'impédance Z_2 était seule et comme si l'on plaçait en série avec les impédances $\mathfrak{Z}_1$ et $\mathfrak{Z}_3$ des bras du pont une impédance parasite $j\mathfrak{Z}_1\mathfrak{Z}_3\gamma\omega$.

Dans le cas le plus courant où $\mathfrak{Z}_1$ et $\mathfrak{Z}_3$ sont constitués par deux capacités étalonnées égales C, l'impédance parasite prend la forme :

$$j\mathfrak{Z}_1\mathfrak{Z}_3\gamma\omega = -j\frac{\gamma}{C^2\omega}$$

et tout se passe comme si l'on connectait en série avec C une capacité $\frac{C^2}{\gamma}$, variable avec C, mais que l'on peut incorporer dans l'étalonnage de C. On peut ainsi éliminer pratiquement l'influence de γ.

b) Il peut y avoir également des capacités parasites entre le point P et les points A et D. Ces capacités se placent en paralèlle sur les impédances $\mathfrak{Z}_1$ et $\mathfrak{Z}_3$ constituant les branches du T. Si celles-ci sont des capacités, les capacités parasites se combinent avec elles et il peut en être tenu compte au cours du tarage de l'appareil. Dans le cas où $\mathfrak{Z}_1$ et $\mathfrak{Z}_3$ sont des impédances quelconques, en particulier des résistances, les capacités parasites risquent de modifier leurs valeurs apparentes et on devra s'assurer qu'elles restent assez faibles pour ne pas amener de perturbations ou sont convenablement ajustées pour réaliser la compensation d'une inductance.

c) Il peut encore y avoir des couplages directs entre les points A et D, c'est-à-dire entre la source et le détecteur, ou entre les points centraux P des deux cellules en T mises en parallèle pour constituer le pont.

Ces couplages peuvent évidemment donner lieu à des perturbations très graves, mais il est facile de les éliminer en disposant entre les circuits intéressés des blindages appropriés.

Enfin, pour compléter le tableau des propriétés pratiques des ponts en T par comparaison avec les ponts ordinaires, il convient de faire les quelques remarques ci-après qui sont susceptibles d'amener une gêne dans leur utilisation et de limiter leurs gammes d'emploi :

a) Comme il n'y a pas de bras de proportion, la gamme d'impédances mesurables est limitée à celle que permettent de couvrir directement les étalons utilisés.

b) L'équilibre est en général fonction de la fréquence ; on ne peut donc réaliser d'appareils à lectures directes pour toutes les fréquences ; de plus, les harmoniques ne sont pas éteints lorsqu'on a réalisé l'équilibre de la composante fondamentale et on est conduit à utiliser un détecteur sélectif ; tout naturellement dans la gamme à haute fréquence on fait usage d'un récepteur suivi d'un indicateur de zéro.

c) Les impédances qui interviennent effectivement dans les diverses branches du T sont les impédances apparentes des divers organes, compte tenu des perturbations qui peuvent être introduites pour chacun d'eux par les connexions et les capacités parasites. Bien entendu il faut prendre à ce point de vue toutes les précautoins d'usage, en particulier en ce qui concerne les capacités étalons (chap. I, § A 3°, pp. 23-26).

2° Différents types de ponts en T.

Parmi les très nombreuses solutions possibles par la combinaison de deux cellules en T des types indiqués dans le tableau du paragraphe précédent, quelques-unes seulement répondent à des besoins réels pratiques. Dans l'étude men-

tionnée plus haut, Tuttle décrit plus particulièrement quatre d'entre elles choisies parmi les plus intéressantes ; nous nous bornerons, à titre documentaire, à en résumer les idées essentielles en renvoyant le lecteur à l'étude originale pour plus de détails.

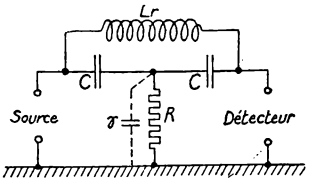


FIG. II-38.

Circuit de la figure II-38. — Ce circuit résulte de la combinaison des structures en T n° 1 et n° 8, soit mieux encore en tenant compte de la capacité γ du point P à la masse, de la combinaison des structures n^{os} 5 et 8.

Les conditions d'équilibre s'écrivent alors en appliquant la relation 23 avec les valeurs des impédances de transfert figurant dans le tableau :

$$r = \frac{1}{RC^2\omega^2}$$

$$1 = L\frac{C}{2\left(1+\frac{\gamma}{2C}\right)}\omega^2.$$

Elles montrent que le circuit se comporte en fait comme un circuit antirésonnant, connecté en série dans la ligne et constitué par L et les deux capacités C *en série*..

La capacité parasite γ n'intervient pas dans la relation donnant r. Par contre, elle modifie la valeur apparente des condensateurs d'accord C dans la relation donnant L; comme cette modification ne dépend que du rapport $\frac{\gamma}{2C}$, on peut l'incorporer dans l'étalonnage des capacités C. Dans ces conditions, l'influence perturbatrice de γ est complètement éliminée.

En désignant par R_p la résistance parallèle équivalente, pour la bobine L, à sa résistance série r, on a pratiquement (relation 13, chap. I, p. 15) :

$$(25) \qquad R_p \approx \frac{L^2\omega^2}{r} = RL^2C^2\omega^4 = 4R\left(1+\frac{\gamma}{2C}\right)^2$$

autrement dit, la résistance R doit être de l'ordre de la résistance parallèle de la bobine, donc en général de valeur élevée.

— Le montage de la figure *II-38* se prête particulièrement bien à la mesure *d'une bobine qui n'a pas de pôle à la masse.* Ses propriétés pratiques particulières peuvent se résumer comme suit :

a) Les capacités à la masse de la bobine en essais se placent en parallèle sur la source et le détecteur et n'interviennent pas dans l'équilibre.

b) Le montage peut être utilisé sans modification pour mesurer une inductance sous courant continu superposé dès l'instant où la source et le détecteur peuvent supporter ce courant.

c) Lorsque l'équilibre est réalisé, la tension aux bornes du détecteur est nulle et toute la tension de la source est reportée sur la bobine ; on peut ainsi opérer sous tension connue ou imposée.

d) Les conditions d'équilibre étant fonction de la fréquence on ne peut effectuer un étalonnage à lectures directes en L et r. Par contre, dans les limites où l'on a affaire à une bobine de bonne qualité (Q grand) et où γ est négligeable, on peut pratiquement graduer R directement en valeur de R_p pour toutes fréquences.

e) La nécessité d'utiliser en R une résistance variable étalonnée de grande valeur constitue une sérieuse difficulté de réalisation pratique en haute fréquence.

f) Du fait du fonctionnement en circuit antirésonnant, l'impédance d'entrée du circuit aux bornes de la source est élevée et il faut veiller tout particulièrement à éliminer les couplages directs entre source et détecteur.

g) Les capacités C fonctionnant en série, la gamme d'ondes couverte avec une même bobine et pour des capacités données usuelles est réduite.

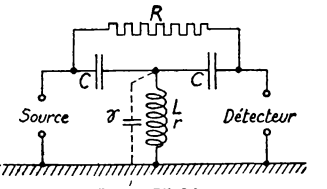


FIG. II-39.

Circuit de la figure II-39. — Il résulte de la combinaison de la cellule résonnante n° 4 et de la cellule n° 10, comprenant une simple résistance dont le rôle est de compenser la résistance de la première.

En désignant par $Q = \frac{L\omega}{r}$ le facteur de qualité de la bobine et en tenant compte de la capacité parasite γ du point P, les conditions d'équilibre s'écrivent d'après (22) et (23) :

$$0 = R - j\frac{2}{C\omega} - \frac{1}{C^2\omega^2}\left(\frac{1}{r + jL\omega} + j\gamma\omega\right).$$

Soit :

$$\begin{cases} R = \dfrac{r}{L^2C^2\omega^4\left(1 + \dfrac{1}{Q^2}\right)} \\ 2 + \dfrac{\gamma}{C} = \dfrac{1}{LC\omega^2\left(1 + \dfrac{1}{Q^2}\right)}. \end{cases}$$

Soit pratiquement, en négligeant $1/Q^2$ devant l'unité :

$$1 = L(2C + \gamma)\omega^2$$

$$r = \frac{R}{4\left(1 + \dfrac{\gamma}{2C}\right)^2}.$$

— On a affaire à un circuit résonnant, constitué par l'inductance L et les deux capacités C *en parallèle*, disposé en shunt entre les deux lignes.

— La capacité parasite γ modifie la valeur apparente des capacités C ; on peut en tenir compte une fois pour toute à l'étalonnage de l'appareil pour ce qui concerne la mesure de L. Elle intervient également cette fois dans l'expression de r par l'intermédiaire du rapport $\frac{\gamma}{2C}$, variable avec C, donc avec la fréquence.

Le montage de la figure *II-39* peut être utilisé pour la mesure d'une inductance ; ses avantages et inconvénients, comparés à ceux du montage précédent, sont les suivants :

a) Les deux capacités C fonctionnant en parallèle, la gamme de fréquence couverte avec un même jeu de condensateurs est augmentée.

b) Puisque le réseau est équivalent à un circuit en résonance série en parallèle sur la ligne, l'impédance d'entrée au voisinage de l'équilibre est faible et les effets dus aux capacités ou couplages parasites sont réduits.

c) La résistance réglable R, de l'ordre de grandeur de la résistance série de la bobine, reste faible et peut être réalisée plus facilement en haute fréquence sous forme d'un potentiomètre à bobinage Ayrton-Perry compensé.

d) Toutefois, on ne peut en général la graduer à lectures directes en fonction de r à cause de l'influence de γ qui varie avec la valeur de C.

Cet inconvénient limite les possibilités d'utilisation du montage pour la mesure directe de l'impédance d'une bobine. Par contre, le circuit constitue un comparateur pratique d'inductances et a été réalisé industriellement comme tel par la General Radio C°.

f) Enfin, en remplaçant la bobine Lr par un circuit auxiliaire comportant une bobine shuntée par un condensateur variable, le circuit de la figure *II-39* se prête à des mesures par substitution du même genre que celles qui sont décrites pour le circuit suivant.

Circuit de la figure II-40. — Il résulte de la combinaison des cellules en *T* n° 3 et n° 6. En tenant compte de la capacité parasite γ qui shunte la bobine de la cellule n° 3 (celle de la cellule n° 6 se trouvant incorporée dans la capacité C_2), les conditions d'équilibre s'écrivent :

$$(26) \qquad \begin{cases} 1 = L\left(2C + \dfrac{C^2}{C_1} + \gamma\right)\omega^2 \\ \dfrac{1}{R_p} = RC^2\omega^2\left(1 + \dfrac{C_2}{C_1}\right) \end{cases}$$

L'ensemble se comporte comme un circuit résonnant-série, connecté en shunt entre les lignes, constitué par l'inductance L et les deux capacités C en *parallèle* augmentées d'une capacité $\left(\dfrac{C^2}{C_1} + \gamma\right)$.

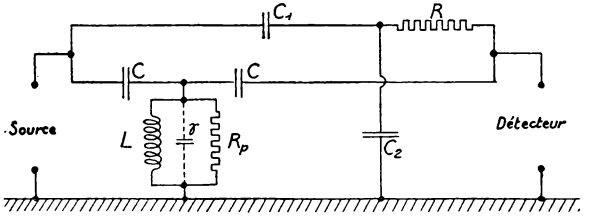


FIG. II-40.

Le gros intérêt pratique de ce montage est de permettre la compensation de la conductance de fuites $\dfrac{1}{R_p}$ de la bobine par une *résistance fixe* R et une *capacité variable* C_2, ayant un pôle à la masse, *qui n'intervient pas dans l'équilibre des termes réactifs.* Si l'on remarque d'autre part que cette condition d'équilibre est commandée par la capacité parasite γ qui ne figure pas dans la seconde relation (26), on voit que, en connectant en parallèle sur γ, donc sur la bobine L, une capacité variable étalonnée C_3, il devient possible de *régler, indépendamment l'un de l'autre, les équilibres des termes actifs et réactifs à l'aide de deux condensateurs variables séparés,* ayant des fonctions bien définies et un pôle à la masse.

Cette remarque est à la base de l'utilisation pratique du montage pour une *méthode de substitution* proposée par Tuttle et développée par Sinclair (1).

Le circuit affecte la forme schématisée sur la figure *II-41,* équivalente électriquement à la figure *II-40.* Les organes réglables étalonnés servant à la mesure comprennent uniquement les condensateurs C_2 et C_3 ; tous les autres organes

(1) D. B. SINCLAIR, The Twin-T A New Type of Null Instrument for Measuring Impedances at Frequencies up to 30 Megacycles, *Proceedings of the I. R. E.* — Jully, 1940, p. 310.

sont fixes, y compris la résistance R, ce qui apporte une grande simplification de construction. La bobine L est une inductance auxiliaire choisie de façon à réaliser la résonance dans la gamme de fréquence voulue avec la capacité totale $(2C + \frac{C^2}{C_1} + C_3)$.

L'impédance inconnue, que l'on peut plus commodément représenter par une admittance :

$$\mathcal{Y} = G + jB$$

est connectée en parallèle sur le circuit LC_3.

— La mesure est effectuée en deux temps :

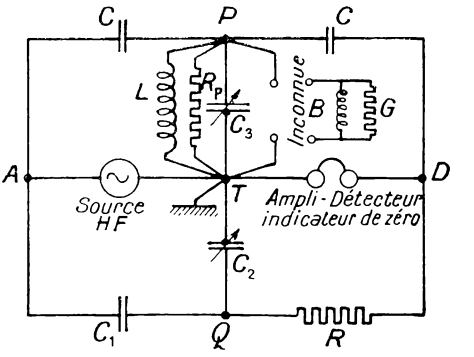


FIG. II-41.

a) L'inconnue étant déconnectée, on réalise l'équilibre du pont en ajustant les capacités C_2 et C_3 à des valeurs C_{02} et C_{03} satisfaisant les conditions (26), c'est-à-dire telles que :

$$\frac{1}{L\omega} = (2C + \frac{C^2}{C_1} + C_{03})\omega$$

$$\frac{1}{R_p} = RC^2\omega^2\left(1 + \frac{C_{02}}{C_1}\right).$$

b) On branche l'inconnue en parallèle sur C_3 et on refait l'équilibre en ajustant les deux capacités à de nouvelles valeurs C_2 et C_3 telles que :

$$\frac{1}{L\omega} - B = (2C + \frac{C^2}{C_1} + C_3)\omega$$

$$\frac{1}{R_p} + G = RC^2\omega^2\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right).$$

On en déduit par soustraction :

$$(27) \qquad \begin{cases} B = -(C_3 - C_{03})\omega = -\omega\Delta C_3 \\ G = R\dfrac{C^2}{C_1}\omega^2(C_2 - C_{02}) = R\dfrac{C^2}{C_1}\omega^2\Delta C_2. \end{cases}$$

— On obtient ainsi un dispositif de mesure simple et particulièrement bien adapté pour les opérations à haute fréquence. Il possède naturellement tous les avantages généraux des structures en T ; en outre, il jouit des propriétés particulières suivantes :

a) *Tous les circuits sont parfaitement définis* et les capacités parasites sont rendues inoffensives. Tous les organes extérieurs ou étalons ont un pôle à la masse : source, détecteur, capacités étalons, bobine auxiliaire, impédance inconnue. Les capacités entre les points Q et P et la masse sont respectivement en parallèle sur les capacités C_2 et C_3 et incorporées dans leurs étalonnages ; les capacités entre les points AP, DP et AQ sont respectivement incluses dans les capacités C et C_1.

La capacité entre les points D et Q est en parallèle sur la résistance R; elle est ajustée de façon à compenser l'inductance résiduelle de R.

Enfin les capacités entre les points A et D d'une part, P et Q d'autre part, peuvent être facilement éliminées par des blindages.

Le seul paramètre résiduel gênant est constitué par l'*inductance des connexions*. On le réduit le plus possible en réalisant les connexions par des conducteurs très courts et de grosse section.

b) Les *étalons variables* servant respectivement à équilibrer les termes réels et réactifs sont tous deux *constitués par des condensateurs* qui, de tous les organes usuels, sont en haute fréquence les plus dépourvus de paramètres résiduels parasites.

c) La compensation du terme actif est réalisée à l'aide d'une *résistance fixe* R de faible valeur, de construction beaucoup plus aisée et mieux définie en haute fréquence qu'une résistance variable.

d) La présence du facteur $\frac{C^2}{C_1}$ dans l'expression qui fournit G donne un paramètre de réglage supplémentaire ; en commutant en conséquence les capacités C et C_1 on peut constituer plusieurs gammes et atténuer l'effet de variation en fonction du carré de la fréquence.

e) Par contre, comme l'équilibre se ramène à la résonance d'un circuit oscillant, la gamme de fréquence que l'on peut explorer avec une bobine L donnée reste faible. Pour couvrir une gamme étendue de fréquences, il faut disposer d'un jeu important de bobines commutables.

f) Enfin, contrairement à ce qui a lieu avec un pont ordinaire, les conditions d'équilibre dépendent de la fréquence. Autrement dit, on ne peut plus réaliser d'étalonnages à lectures directes valables à toutes fréquences.

— Ce dispositif a été réalisé sous une forme industrielle comme instrument de mesure des impédance en haute fréquence (*voir* D. B. Sinclair).

Le condensateur principal C_3 a une valeur relativement grande pour accroître la gamme de susceptances mesurables ; il permet une variation continue allant de 100 à 1 100 pF ; des précautions de montage particulières sont prises pour atténuer au maximum l'influence des connexions PC_3T.

Les autres condensateurs C_2, C_1 et C, au contraire, ont une très faible capacité pour rendre négligeables les effets perturbateurs des connexions correspondantes. La capacité C_2 varie de 10 à 30 pF. Les capacités C sont égales et prennent 4 valeurs correspondant aux 4 positions du commutateur de gammes de la conductance G, soit : 54, 31, 17 et 10 pF. Enfin $C_1 = 3$ pF.

La résistance R est constituée par un fil rectiligne d'une valeur voisine de 130 Ω ; son inductance est compensée par le réglage d'un petit condensateur auxiliaire connecté entre les bornes D et Q.

L'appareil est prévu pour couvrir une gamme de fréquence allant de 0,5 à 30 MHz. Sa technique opératoire, basée sur une méthode de substitution, est très voisine de celle que nous étudierons au chapitre V, § C 7° pour la mesure des grandes impédances à l'aide d'un circuit oscillant.

Circuit de la figure II-42. — Il résulte de la combinaison des cellules en T élémentaires nos 1 et 2 qui, bien que constituées toutes deux par des résistances et des capacités, ont des impédances de transfert comportant des termes actifs et réactifs de signes contraires. Il permet donc, comme le pont de Wien, d'obtenir l'équilibre sans mettre en circuit aucune bobine.

– Les conditions d'équilibre s'écrivent :

$$R_2^2 C_2 C_1 \omega^2 = 2$$

$$2R_2 = \frac{1}{R_1 C_1^2 \omega^2}$$

et, dans le cas où l'on s'impose les relations particulières :

$$R_2 = 2R_1$$
$$C_2 = 2C_1$$

elles se ramènent toutes deux à la condition du pont de Wien :

$$R_2 C_1 \omega = 1.$$

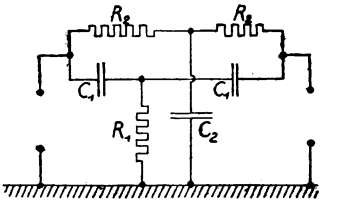


FIG. II-42.

— Ce circuit est surtout intéressant, comme le pont de Wien, pour les mesures de fréquences; il s'y substitue tout naturellement en haute fréquence où il permet de bénéficier des avantages des structures en T et d'éliminer les inconvénients des montages en pont.
— H. Scott a proposé son emploi comme circuit sélectif réglable (1).

C. — PONTS DIVERS

1° Ponts différentiels.

Principe. — On désigne sous le nom de pont *différentiel* ou à *transformateur différentiel* un montage différentiel permettant de comparer deux impédances en courant alternatif par une méthode de zéro. Les impédances à comparer, $\mathcal{Z}_1$ et $\mathcal{Z}_2$ (fig. *II-43*) sont connectées dans deux circuits indépendants, alimentés en *parallèle* par une même source de courant alternatif S et agissant *en différentiel* sur un même détecteur D par l'intermédiaire d'un transformateur à trois enroulements T. On peut également connecter la source en D et le détecteur en S.

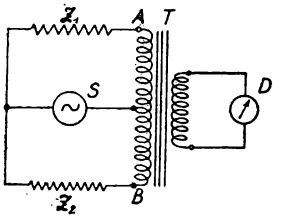


FIG. II-43.

Sans pousser complètement l'étude de ce circuit, il est évident que, en choisissant en conséquence les impédances $\mathcal{Z}_1$ et $\mathcal{Z}_2$, il est possible d'éteindre complètement le courant dans le secondaire du transformateur T. Il est facile d'ailleurs de voir que ce dispositif n'est qu'une variante du pont classique qui consiste à reporter aux bornes d'un circuit extérieur la tension qui apparaît entre les bornes AB de la diagonale détecteur.

En pratique on s'arrange par construction pour avoir un ensemble parfaitement symétrique ; la condition d'équilibre se ramène alors simplement à :

$$\mathcal{Z}_1 = \mathcal{Z}_2$$

comme dans un pont ordinaire possédant une tête de pont de rapport unité.

(1) H. H. Scott, A New Type of Selective Circuit and Somes applications. — *Proceed. I. R. E.*, vol. 28, february, 1938, pp. 226-235.
H. H. Scott, An Analyzer for Noise Measurement. — *Gen. Rad. Exp.*, vol. 13, february, 1939, pp. 6-11.

Ponts différentiels de la B. B. C. — Les dispositifs en pont à transformateur différentiel ont été jusqu'ici relativement peu utilisés ; pourtant, moyennant la mise en œuvre de transformateurs et de circuits spécialement étudiés, ils sont susceptibles d'applications intéressantes aussi bien en haute fréquence qu'en basse fréquence. A titre d'exemple, nous examinerons rapidement les réalisations faites par les Laboratoires de Recherches de la B. B. C. sous la direction de Kirke (1).

Ces réalisations se répartissent en deux grandes classes désignées respectivement sous les noms de *ponts d'admittances* et de *ponts d'impédances.*

Les ponts d'admittances sont destinés aux mesures des grandes impédances, que l'on connecte en parallèle sur un circuit de référence et qui interviennent dans l'équilibre du pont par leur admittance (schéma parallèle, fig. *I-26 b*, chap. I, § A 4°, p. 29).

Les ponts d'impédances, au contraire, sont destinés aux mesures des faibles impédances, que l'on connecte en série dans le circuit de mesure et qui interviennent dans les conditions d'équilibre par leur impédance (schéma série, fig. *I-26 a*).

Les *ponts d'admittances* sont des adaptations directes du schéma de principe de la figure *II-43.* Les divers modèles réalisés ne diffèrent les uns des autres que par des détails de montage et de construction spécialement étudiés en fonction des gammes de fréquence à couvrir.

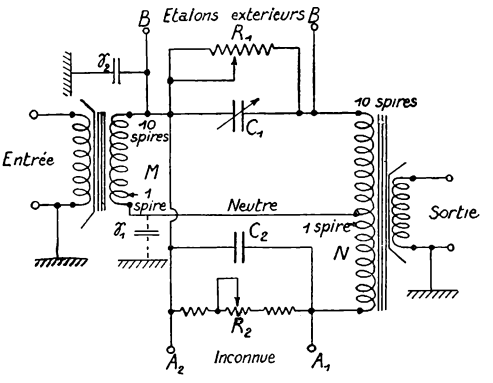


FIG. II-44.

— La figure *II-44* représente le *schéma de base* utilisable pour les mesures dans les gammes des *ondes longues et moyennes,* soit de 100 kHz à 2 MHz.

Les étalons sont constitués par un condensateur variable C_1 et une résistance variable R_1 connectés en parallèle dans l'un des circuits différentiels, par exemple à la place de l'impédance $\mathfrak{Z}_1$ de la figure *II-43.* Ils sont disposés à l'intérieur même de l'appareil de façon à réduire les connexions au strict minimum.

L'admittance inconnue est connectée dans l'autre circuit, à la place de $\mathfrak{Z}_2$, par l'intermédiaire des bornes A_1A_2 (fig. *II-44*).

Une capacité C_2 et des résistances ajustables R_2 sont branchées en parallèle sur les bornes A_1A_2 et servent à équilibrer C_1 et R_2 dans l'opération préliminaire de tarage.

La mesure comporte deux opérations :

a) Les bornes A_1A_2 étant laissées à circuit ouvert, on place R_1 à sa valeur *maximale* R_{01} et on ajuste R_2 et C_1 de façon à réaliser l'équilibre (déviation nulle d'un indicateur connecté entre les bornes de sortie).

On a alors, en raison de la symétrie des circuits :

$$C_{01} = C_2$$
$$R_{01} = R_2.$$

(1) H. L. KIRKE. — Chairman's Address to the Radio Section of the Institution of Electrical Engineers — 11 th october 1944. *J. I. E. E.*, vol. 92, Part. 1, n° 49, january 1945.

b) On connecte l'admittance inconnue $(G + j B)$ entre les bornes $A_1 A_2$, c'est-à-dire en parallèle sur C_2 et R_2, et on rétablit l'équilibre en ajustant R_1 et C_1 à de nouvelles valeurs R_1' et C_1'. On a alors :

$$C_1' \omega = C_2 \omega + B$$
$$\frac{1}{R_1'} = \frac{1}{R_2} + G.$$

On en déduit par différence :

$$B = (C_1' - C_{01}) \omega$$
$$G = \frac{1}{R_1'} - \frac{1}{R_{01}} = \frac{R_{01} - R_1'}{R_{01} R_1'}.$$

Cette disposition permet de mesurer des faibles conductances $G = \frac{1}{R_x}$, c'est-à-dire des résistances R_x de grande valeur, à partir d'une différence entre deux résistances R_{01} et R_1' suffisamment faibles pour pouvoir être réalisées et étalonnées en haute fréquence.

Dans le cas où l'impédance inconnue est capacitive $(B > 0)$, on est conduit à augmenter C_1 $(C_1' > C_{01})$; on place alors en C_2 une faible capacité juste suffisante pour équilibrer la capacité résiduelle C_1 de façon à augmenter au maximum la gamme de réglage $C_1' - C_{01}$.

Au contraire, si l'impédance à mesurer est inductive $(B < 0)$, on est conduit à diminuer C_1 $(C_1' < C_{01})$. Dans ce cas, pour accroître la gamme de réglage, on connecte en parallèle sur les bornes $A_1 A_2$, donc sur C_2, une capacité auxiliaire fixe telle que la capacité de tarage C_{01} soit de l'ordre du maximum du condensateur C_1.

— Des bornes BB sont prévues pour connecter des étalons auxiliaires en parallèle sur les étalons R_1 C_1 du pont. Cette disposition permet d'augmenter la gamme d'utilisation. Elle permet également, dans le cas où l'on se trouve obligé de relier l'impédance à mesurer au pont par l'intermédiaire de connexions de longueur prohibitive, d'effectuer la liaison des étalons aux bornes BB par l'intermédiaire de connexions de même longueur et de même construction et, par cet artifice, d'éliminer pratiquement les perturbations dues aux connexions.

— En principe, les circuits du pont proprement dit son isolés de la masse, mais le fil neutre relié au point milieu du transformateur de sortie est connecté aux blindages de découplage des transformateurs d'entrée et de sortie et présente de ce fait une capacité notable γ_1 par rapport à la masse, environ 100 pF.

En outre, lorsque l'équilibre est réalisé, l'impédance du primaire du transformateur de sortie se réduit à son impédance de fuites ; elle est alors très faible par construction et la borne A_1 se trouve pratiquement au même potentiel que le fil neutre. Dès lors, l'impédance connectée en $A_1 A_2$ peut être regardée comme pratiquement branchée aux bornes du secondaire du transformateur d'entrée.

Dans ces conditions, le dispositif se prête sans difficulté à la mesure des impédances dyssymétriques dont on doit connecter à la borne A_1 l'armature reliée à la masse ou présentant une grande capacité par rapport à la masse.

Dans le cas où l'on veut mesurer une impédance symétrique par rapport à la masse, il est nécessaire d'équilibrer la capacité γ_1 en plaçant une capacité γ_2 entre la masse et l'autre borne du secondaire du transformateur d'entrée.

— Le dispositif simple représenté sur la figure *II-44* est l'équivalent d'un pont ordinaire muni d'une tête de pont de rapport unité. Il est possible, en connectant les circuits différentiels sur des prises différentes des bobinages des deux transformateurs, telles que M et N, de modifier le rapport des courants qui réalisent l'équilibre et par suite le rapport des impédances inconnues et étalons. On peut alors, sans modifier les éléments étalonnés C_1 et R_1, étendre considérablement la gamme d'utilisation de l'appareil comme dans un pont ordinaire comportant des bras de proportion réglables.

Cette possibilité a été mise systématiquement en œuvre dans un modèle de pont, désigné sous le nom « Pont d'admittances à rapports multiples pour ondes longues et moyennes », ayant pour caractéristiques pratiques :

Gamme de fréquences : 15 à 20 000 kHz.

Gamme de capacités : 0 à 20 000 pF.

Gamme de résistances : 10 Ω à 10 MΩ.

Gamme d'inductances : toutes valeurs capables de résonner avec les valeurs de C_1 pour la fréquence de travail.

Précision : 5 %.

— Les transformateurs d'entrée et de sortie ont été spécialement étudiés pour éliminer tous couplages parasites entre les circuits et toutes causes de perturbations dues aux connexions et aux capacités à la masse. Le circuit magnétique est constitué par un tore en mumétal de petites dimensions. Le bobinage relié aux circuits extérieurs comporte une vingtaine de spires enroulées directement sur le tore. Il est entouré entièrement par un écran très hermétique en tôle de cuivre. L'enroulement relié aux circuits du pont comporte un petit nombre de spires, 1 à 10, enroulées autour du blindage précédent et soigneusement équilibrées par rapport à la masse, en particulier pour le transformateur de sortie.

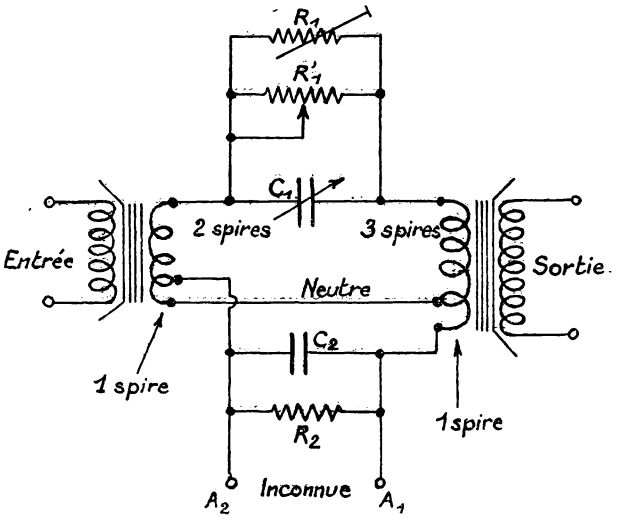


FIG. II-45.

— Sur le *même principe général* on a réalisé également un *pont d'admittances* pour ondes *ultra-courtes* représenté schématiquement sur la figure *II-45*. Ce pont ne diffère du précédent que par des détails et des précautions de montage destinés à éliminer plus complètement les perturbations dues aux impédances parasites internes.

Une des plus importantes est l'inductance interne du condensateur étalon C_1 qui limite à des valeurs faibles le maximum utilisable de cette capacité (60 pF). Pour permettre cependant de mesurer des capacités plus importantes (0 à

250 pF) le circuit contenant l'inconnue est connecté sur des prises intermédiaires du transformateur d'entrée et du transformateur de sortie réalisant un rapport de *réduction fixe* de valeur 9/1, comme il est indiqué sur la figure *II-45*.

Les résistances étalons sont constituées par des résistances fixes R_1 au carbone, ajustées à la valeur voulue en perçant un trou axial, et commutées par un tambour. Un système de résistances réglables, équivalent à une résistance variable R'_1, en shunt sur R_1, permet un réglage continu.

Les bornes de branchement de l'impédance inconnue A_1A_2 sont reliées au circuit du pont par deux blocs métalliques massifs, séparés par une feuille de mica, et présentant entre eux une capacité importante de 250 pF, qui est équilibrée en plaçant la capacité étalon sur sa position moyenne ($C_1 \approx 30$ pF). Celle-ci comporte alors une échelle à zéro central graduée $\pm$ 250 pF et l'on peut mesurer à volonté des impédances inductives ou capacitives sans modifier les caractéristiques du pont.

Ce type de pont permet d'atteindre une précision de l'ordre de 5 % dans la gamme de 100 kHz à 60 MHz ; il est susceptible d'être utilisé jusqu'aux environs de 100 MHz.

Le *pont d'impédances* est destiné à mesurer avec précision les faibles impédances sans avoir à craindre les erreurs dues à l'impédance des connexions. Son principe est tout à fait différent du précédent et rappelle celui qui est utilisé en courant continu dans le pont double de Kelvin pour la mesure des faibles résistances.

L'impédance inconnue $\mathfrak{Z}_x = R_x + jX$ est connectée en série avec une faible résistance $R = 8\ \Omega$ et une forte capacité $C = 12\,500$ pF et alimentée sous courant assez intense par une source reliée aux bornes AA (fig. *II-46*). Les valeurs des composantes R_x et X de l'impédance inconnue sont déterminées en comparant les chutes de tension dans $\mathfrak{Z}_x$, R et C à l'aide d'un transformateur à enroulements multiples T fonctionnant en voltmètre différentiel.

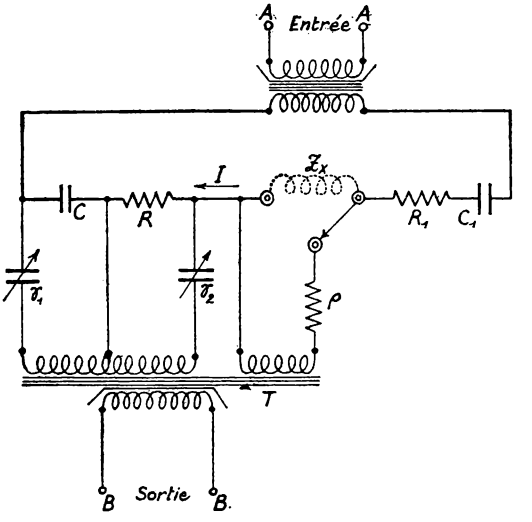


FIG. II-46.

La chute de tension dans $\mathfrak{Z}_x$ débite dans un premier enroulement à travers une résistance fixe et étalonnée ρ, de grande valeur relativement à $\mathfrak{Z}_x$, et commutable par un commutateur de gammes.

Les chutes de tension dans R et C débitent de même respectivement dans deux autres enroulements du transformateur à travers deux capacités variables étalonnées γ_1 et γ_2 de réactances élevées par rapport à R et $\frac{1}{C\omega}$.

Un détecteur sensible est connecté aux bornes BB de l'enroulement secondaire du transformateur.

Dans ces conditions, en désignant par I l'intensité du courant dans le circuit

principal et en admettant pour simplifier que les bobinages primaires du transformateur aient le même nombre de spires et soient enroulés dans les sens convenables, la condition d'équilibre s'écrit :

$$\frac{(R_x + jX)I}{\rho} = \left(\frac{\gamma_1}{C} + jR\gamma_2\omega\right)I.$$

Soit :

$$R_p = \rho\frac{\gamma_1}{C}$$

$$X = \rho R\gamma_2\omega.$$

Si l'impédance inconnue est une impédance inductive de réactance $X = L_x\omega$, la seconde condition devient :

$$L_x = \rho R\gamma_2.$$

On peut alors graduer respectivement γ_1 et γ_2 en fonction de R_x et L_x et obtenir ainsi un pont à lectures directes indépendantes de la fréquence.

Si l'impédance $\mathfrak{Z}_x$ est capacitive et de la forme :

$$\mathfrak{Z}_x = R_x - j\frac{1}{C_x\omega}$$

on obtient un résultat comparable en remplaçant la résistance ρ par une capacité fixe γ_3.

Les conditions d'équilibre deviennent alors :

$$j\gamma_3\omega\left(R_x - j\frac{1}{C_x\omega}\right)I = \left(\frac{\gamma_1}{C} + jR\gamma_2\omega\right)I.$$

Soit :

$$\begin{cases} R_x = R\dfrac{\gamma_2}{\gamma_3} \\ C_x = C\dfrac{\gamma_3}{\gamma_1}. \end{cases}$$

Tous les circuits et les bobinages du transformateur sont soigneusement blindés et toutes précautions sont prises pour éliminer l'influence des impédances et des capacités parasites.

Moyennant ces précautions, le pont de la figure *II-46* permet de mesurer avec une précision de 5 % et dans la gamme de fréquences de 100 kHz à 2 MHz :

a) des inductances de caractéristiques :

pour $\rho = 312{,}5\ \Omega$	$R_x = 0$ à $10\ \Omega$,	$L_x = 0$ à $1\ \mu H$
pour $\rho = 3\,125\ \Omega$	$R_x = 0$ à $100\ \Omega$,	$L_x = 0$ à $10\ \mu H$
pour $\rho = 31\,250\ \Omega$	$R_x = 0$ à $1\,000\ \Omega$,	$L_x = 0$ à $100\ \mu H$

b) des capacités résistantes de valeurs :

pour $\gamma_3 = 320$ pF	$R_x = 0$ à $10\ \Omega$,	$C_x = 10\,000$ pF à ∞
pour $\gamma_3 = 32$ pF	$R_x = 0$ à $100\ \Omega$,	$C_x = 1\,000$ pF à ∞
pour $\gamma_3 = 3{,}2$ pF	$R_x = 0$ à $1\,000\ \Omega$,	$C_x = 100$ pF à ∞.

2° Ponts de Mesure des Résistances négatives.

Principe. — La résistance négative à mesurer — N (fig. *II-47*) est shuntée par une résistance ordinaire réglable et étalonnée R et intercalée dans un circuit comprenant en série une source de courant alternatif S et un détecteur

de courant D, par exemple un simple écouteur téléphonique si l'on opère à fréquence audible.

L'ensemble RN se comporte comme une résistance unique de valeur :

$$R' = -\frac{RN}{R-N}.$$

Cette résistance devient infinie, et par conséquent le courant débité par S dans D s'annule, lorsqu'on a $R = N$.

Inversement, si l'on règle R de façon à obtenir l'extinction du courant dans D, c'est que l'on a :

$$N = R$$

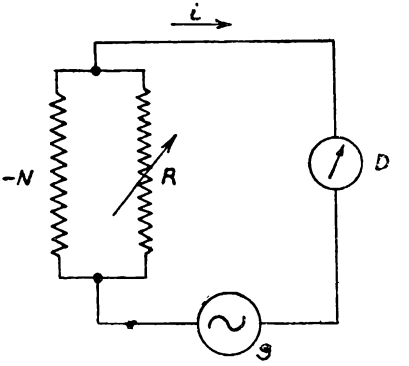


FIG. II-47.

— Ce montage simple a l'inconvénient de nécessiter l'emploi d'une résistance étalonnée réglable R de l'ordre de grandeur des valeurs absolues des résistances négatives à mesurer c'est-à-dire de valeur élevée. Pour réaliser un dispositif qui respecte mieux les ordres de grandeurs usuels et qui soit, de ce fait, d'une utilisation pratique plus souple, on lui substitue en général le montage de la figure *II-48*.

La résistance étalonnée R, au lieu d'être alimentée comme N sous la tension totale U de la source, est alimentée sous une tension réduite fournie par un potentiomètre réducteur à résistances R_1 R_2 connecté aux bornes de la source ; le courant i_2 débité à travers R est alors réduit dans un certain rapport $\frac{1}{n}$, réglable à volonté par le choix des résistances R_1 et R_2, et tout se passe comme si l'on utilisait le montage de la figure *II-47* avec une résistance nR.

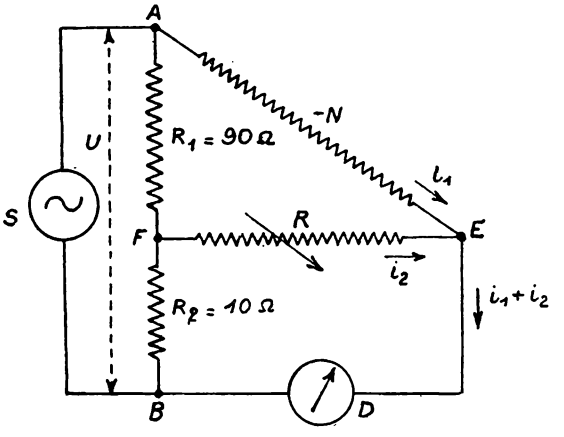


FIG. II-48.

Lorsque l'équilibre est réalisé. le point E est au potentiel du point B. Les courants qui traversent les résistances sont alors :

a) à travers la résistance négative :

$$i_1 = -\frac{U}{N}.$$

b) à travers la résistance étalon R (en parallèle sur R_2) :

$$i_2 = \frac{R_2}{R+R_2} \cdot \frac{U}{R_1 + \frac{RR_2}{R+R_2}} = \frac{U}{R_1 + R\frac{R_1+R_2}{R_2}}.$$

La condition d'équilibre s'écrit alors : $i_1 + i_2 = 0$.

Soit : $$N = R_1 + R\frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$

En pratique, on prend pour R_1 et R_2 des valeurs faibles, par exemple :

$$R_1 = 90\,\Omega$$
$$R_2 = 10\,\Omega$$
$$R_1 + R_2 = 100\,\Omega$$

en sorte que R_1 est toujours négligeable devant N.

La condition d'équilibre s'écrit donc pratiquement :

(28) $$N \approx R\frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$

Soit, dans le cas où l'on adopte pour R_1 et R_2 les valeurs ci-dessus :

$$N \approx 10R.$$

Compensation des capacités parasites. — En pratique les résistances négatives sont constituées par des ensembles électriques, plus ou moins compliqués, comprenant des sources et appareils divers, et comportant en général entre leurs extrémités une capacité parasite γ qui vient se connecter en parallèle sur la résistance négative théorique — N. Dans les montages des figures *II-47* et *II-48*, la capacité parasite γ donne passage à un courant qui subsiste, même si la condition d'équilibre des résistances est satisfaite, et qui empêche d'obtenir l'extinction du courant dans le détecteur.

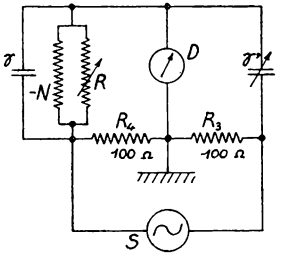


FIG. II-49.

Dans ces conditions, les montages des figures *II-47* et *II-48* sont inutilisables pour des mesures précises.

Pour les rendre utilisables, il faut leur adjoindre une capacité auxiliaire γ', qui réalise avec γ les éléments d'un pont de Sauty et qui permette la compensation exacte de la capacité parasite γ.

— Dans le cas du montage simple de la figure *II-47*, le montage corrigé prend l'aspect de la figure *II-49*. La source débite dans un potentiomètre de deux résistances égales R_3 et R_4, par exemple 100 Ω, dont le point milieu est à la masse et qui fonctionne en tête de pont du pont de Sauty constitué par la capacité parasite γ et la capacité de compensation γ'. L'ensemble des résistances — N et R est connecté en parallèle sur γ.

Si l'on réalise la condition de compensation des résistances :

$$N = R$$

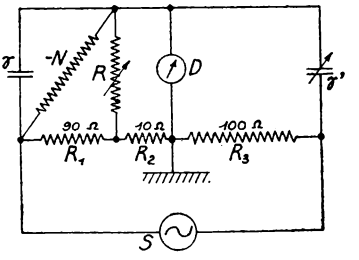


FIG. II-50.

l'ensemble NR se comporte comme une résistance infinie et le circuit se ramène au pont de Sauty $R_3 R_4 \gamma \gamma'$ qui est en équilibre pour $\gamma = \gamma'$.

Dans ces conditions, on peut toujours obtenir le silence complet dans le

détecteur en ajustant par approximations successives γ' et R. Lorsque le silence est obtenu, on a rigoureusement :

$$N = R$$
$$\gamma = \gamma'.$$

— Dans le cas plus général de la figure *II-48*, on obtient le même résultat à l'aide du schéma de la figure *II-50*. En réglant R et γ', on peut toujours obtenir le silence complet au détecteur ; les deux réglages sont indépendants l'un de l'autre comme dans le circuit de la figure *II-49*.

Si l'on admet qu'on adopte les valeurs particulières :

$$R_1 = 90\,\Omega$$
$$R_2 = 10\,\Omega$$
$$R_3 = 100\,\Omega$$

les conditions d'équilibre se ramènent à :

$$N = 10R.$$
$$\gamma = \gamma'.$$

D. — CIRCUIT OSCILLANT

1° Définitions.

— D'une façon générale, le circuit oscillant est le circuit fondamental de toute la radiotechnique. Cette situation privilégiée se retrouve naturellement dans le chapitre des mesures où le circuit oscillant constitue la base de presque toutes les mesures dans le domaine des fréquences radioélectriques.

— Il se compose essentiellement (fig. *II-51*) d'une bobine, d'inductance L et de résistance r, et d'une capacité variable C comportant des pertes schématisées par la résistance R. Ces pertes sont constituées en fait par les fuites dans les supports, les pertes dans le condensateur lui-même, les pertes dans le voltmètre connecté aux bornes du circuit ou les pertes dans un élément extérieur à mesurer et branché en parallèle sur le circuit.

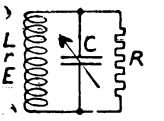


FIG. II-51.

— Le circuit oscillant est utilisé, grâce au repère fourni par sa résonance, pour mesurer des impédances que l'on connecte dans le circuit. Comme ces impédances sont en principe et le plus souvent variables avec la fréquence, les mesures ne peuvent avoir de sens que si l'on travaille à fréquence constante, connue et imposée à l'avance. Nous supposerons donc toujours *a priori* dans ce qui suit que l'*on travaille essentiellement à fréquence constante f*.

— Pratiquement, on fait agir sur le circuit une force électromotrice de valeur constante E et de fréquence constante f dans une bobine d'inductance L et de résistance r constantes. On accorde le circuit au moyen de la capacité C qui est la seule variable du dispositif.

On fait varier la capacité C et on étudie comment varie en fonction de C le courant dans le circuit ou la tension aux bornes de la capacité. D'après les résultats de la discussion on en déduit les relations qui existent entre les constantes du circuit et celles des éléments inconnus qui lui on été ajoutés.

2° Propriétés fondamentales.

Mise en équations. — Puisque la fréquence reste constante, les résistances r et R conservent des valeurs bien définies. Nous pouvons donc les faire figurer explicitement dans les équations, tout au moins au début, sans nuire à la netteté des conclusions.

L'impédance de la bobine peut alors s'écrire :

$$\mathcal{R}_1 = r + \mathrm{j} L\omega.$$

L'admittance du condensateur est de même :

$$\mathcal{Y} = \frac{1}{R} + \mathrm{j} C\omega$$

on en déduit l'expression de son impédance :

$$\mathcal{R}_2 = \frac{1}{\mathcal{Y}} = \frac{\frac{1}{R} - \mathrm{j} C\omega}{\frac{1}{R^2} + C^2\omega^2}.$$

Soit :

$$\mathcal{R}_2 = \frac{R}{1 + R^2C^2\omega^2} - \mathrm{j}\frac{1}{C\omega}\frac{1}{1 + \frac{1}{R^2C^2\omega^2}}.$$

Étude de la résonance de courant. — L'intensité du courant dans le circuit oscillant a pour expression :

$$\mathcal{J} = \frac{\mathcal{E}}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2} = \frac{\mathcal{E}}{\left(r + \frac{R}{1 + R^2C^2\omega^2}\right) + \mathrm{j}\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\frac{1}{1 + \frac{1}{R^2C^2\omega^2}}\right)}$$

donc pour valeur :

$$I = \frac{E}{\sqrt{\left(r + \frac{R}{1 + R^2C^2\omega^2}\right)^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\frac{1}{1 + \frac{1}{R^2C^2\omega^2}}\right)^2}}.$$

La courbe de résonance qui intervient en pratique est celle qui représente la loi de variation de cette expression en fonction de C. Sa discussion et plus spécialement la détermination de la condition de résonance sont *en général* compliquées car C figure dans les deux parenthèses du dénominateur.

Elles se simplifient beaucoup au contraire si l'on s'en tient au *cas particulier usuel* correspondant à l'emploi d'un circuit oscillant constitué par un *condensateur de très bonne qualité non shunté.* Dans ce cas, le terme :

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{1}{RC\omega} <<< 1$$

qui représente l'angle de pertes du condensateur, est très faible devant l'unité et la résistance totale du circuit devient pratiquement en faisant apparaître les facteurs physiques $\frac{r}{L\omega}$ et $\frac{1}{RC\omega}$:

$$r_t \approx r + \frac{1}{RC^2\omega^2} = r\left(1 + \frac{1}{LC\omega^2} \cdot \frac{L\omega}{r} \cdot \frac{1}{RC\omega}\right).$$

Soit, dans le cas où l'on reste au voisinage de la résonance ($LC\omega^2 \approx 1$) et en explicitant le facteur de qualité de la bobine $\left(Q = \frac{L\omega}{r}\right)$:

$$r_t \approx r(1 + Q \operatorname{tg} \delta).$$

Dans les conditions usuelles, le terme $Q \operatorname{tg} \delta$ est toujours petit devant l'unité, puisque le facteur de pertes du condensateur est toujours petit par rapport à celui de la bobine ; la résistance totale du circuit se réduit alors pratiquement à celle de la bobine et peut être regardée comme indépendante de C.

La valeur du courant peut donc s'écrire sensiblement :

$$I \approx \frac{E}{\sqrt{r^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}.$$

La résonance a lieu pour la valeur C_0 de C qui annule la parenthèse, soit telle que :

(29) $$\boxed{LC_0\omega^2 = 1}.$$

La valeur correspondante du courant est alors :

(30) $$\boxed{I_0 \approx \frac{E}{r}}.$$

— Si l'on veut étudier la loi de variation de I en fonction de C, il est commode de transformer la formule de façon à faire apparaître explicitement les valeurs particulières de la capacité (la seule variable possible du problème) et le facteur de qualité du circuit :

$$Q = \frac{L\omega}{r}.$$

On peut écrire :

$$I = \frac{E}{L\omega\sqrt{\left(\frac{r}{L\omega}\right)^2 + \left(1 - \frac{1}{LC\omega^2}\right)^2}}$$

$$\frac{1}{LC\omega^2} = \frac{C_0}{C} \cdot \frac{1}{LC_0\omega^2} = \frac{C_0}{C}$$

donc : (31) $$I = \frac{E}{L\omega\sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left(1 - \frac{C_0}{C}\right)^2}}.$$

Cette expression montre que, même en se plaçant dans le cas particulier simple correspondant à $R = \infty$, la courbe de résonance de courant n'est pas symétrique en fonction de C et conserve une forme qui se prête mal aux discussions. De ce fait elle est peu utilisée et, *toutes les fois que l'on considère le courant, on se place systématiquement à la résonance exacte.* Le circuit est alors régi par les relations simples (29) et (30) qui constituent les formules usuelles fondamentales.

Étude de la résonance de tension. — Ce cas est beaucoup plus intéressant par le fait qu'il se prête à une discussion tout à fait générale et simple *sans qu'il soit utile de faire aucune hypothèse simplificatrice.*

En désignant par $\mathcal{Y}$ l'admittance du condensateur réel avec les pertes R :

$$\mathcal{Y} = \frac{1}{R} + \mathrm{j}\,C\omega$$

la différence de potentiel aux bornes du condensateur a pour valeur :

$$\mathcal{U} = \frac{1}{\mathcal{Y}}\,\mathcal{J} = \frac{1}{\mathcal{Y}} \cdot \frac{\mathcal{E}}{\mathcal{R}_1 + \frac{1}{\mathcal{Y}}} = \frac{\mathcal{E}}{\mathcal{Y}\mathcal{R}_1 + 1}$$

avec :

$$\mathcal{Y}\mathcal{R}_1 = \left(\frac{1}{R} + \mathrm{j}\,C\omega\right)(r + \mathrm{j}\,L\omega) = \left(\frac{r}{R} - LC\omega^2\right) + \mathrm{j}\left(\frac{L\omega}{R} + rC\omega\right).$$

Elle a donc pour valeur :

$$U = \frac{E}{\sqrt{\left[1 + \frac{r}{R} - LC\omega^2\right]^2 + \left[\frac{L\omega}{R} + rC\omega\right]^2}} = \frac{E}{\sqrt{\Delta}} \tag{32}$$

en posant : $$\Delta = \left[1 + \frac{r}{R} - LC\omega^2\right]^2 + \left[\frac{L\omega}{R} + rC\omega\right]^2.$$

— Nous allons transformer cette expression en faisant figurer le facteur de qualité $\frac{L\omega}{r}$ de la bobine et en groupant les termes de façon à faire apparaître des facteurs de qualité représentant chacun une propriété physique du circuit. On peut écrire :

$$\frac{r}{R} = \frac{r}{L\omega} \cdot \frac{L\omega}{R}$$

$$rC\omega = \frac{r}{L\omega} \cdot LC\omega^2.$$

En remplaçant dans l'expression de Δ, il vient alors :

$$\Delta = \left[1 + \frac{r}{L\omega} \cdot \frac{L\omega}{R} - LC\omega^2\right]^2 + \left[\frac{L\omega}{R} + \frac{r}{L\omega} \cdot LC\omega^2\right]^2$$

et en développant :

$$\Delta = L^2C^2\omega^4\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right) - 2LC\omega^2 + 1 + 2\frac{r}{L\omega} \cdot \frac{L\omega}{R} + \frac{L^2\omega^2}{R^2}\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right).$$

En multipliant les deux membres par $\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right)$ il vient :

$$\Delta\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right) = \begin{pmatrix} L^2C^2\omega^4\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right)^2 - 2LC\omega^2\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right) + 1 \\ \frac{r^2}{L^2\omega^2} + 2\frac{r}{L\omega} \cdot \frac{L\omega}{R}\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right) + \frac{L^2\omega^2}{R^2}\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right)^2. \end{pmatrix}$$

Soit, en remarquant que le second membre comporte alors une somme de deux carrés parfaits :

$$\Delta = \frac{\left[\frac{r}{L\omega} + \frac{L\omega}{R}\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right)\right]^2 + \left[1 - LC\omega^2\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right)\right]^2}{1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}}.$$

En portant cette valeur de Δ dans la relation (32), on trouve alors pour expression de la tension aux bornes du condensateur :

$$(33) \quad U = \frac{E\sqrt{1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}}}{\sqrt{\left[\frac{r}{L\omega} + \frac{L\omega}{R}\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right)\right]^2 + \left[1 - LC\omega^2\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right)\right]^2}}.$$

— Nous voyons alors apparaître sous le radical deux facteurs *sans dimensions*, représentant chacun une qualité propre du circuit.

Le premier :

$$(34) \quad P = \frac{r}{L\omega} + \frac{L\omega}{R}\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right)$$

indépendant de la capacité d'accord C, est un *facteur de pertes* qui caractérise la qualité du circuit. Ce terme est lui-même la somme de deux autres qui ont chacun un sens bien défini, soit :

$\frac{r}{L\omega}$ qui correspond aux pertes dans la bobine, supposée isolée.

$\frac{L\omega}{R}$ qui caractérise l'influence, sur les qualités de la bobine, des pertes dans la résistance parallèle R (*voir* chap. I, § A 2°, formule 13, p. 15).

Le second :

$$1 - LC\omega^2\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right)$$

est un *facteur d'accord* qui caractérise le déréglage du condensateur C par rapport à la résonance et qui, *seul, varie avec C.*

Résonance. — La résonance *en fonction de la capacité C* (à fréquence constante) est obtenue pour une valeur particulière C_0 de C qui rend maximale la tension U, c'est-à-dire telle que l'on ait :

$$(35) \quad \boxed{1 = LC_0\omega^2\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right)}.$$

Cette relation constitue la condition de résonance du circuit ; elle montre que la capacité de résonance C_0 *pour la résonance de tension* :

a) est *rigoureusement indépendante de la résistance R* disposée en paralèlle sur le circuit, et cela, quelle que soit la valeur de R, sans faire aucune hypothèse simplificatrice ;

b) est *en général différente de celle qui correspond à la résonance de courant.* Les deux valeurs ne deviennent pratiquement égales que si R est très grand

et si $\frac{r}{L\omega}$ est très petit, conditions qui sont le plus souvent réalisées dans les bons circuits usuels.

— Lorsque la condition de résonance (35) est satisfaite, la tension passe par sa valeur maximale :

$$U_0 = \frac{E\sqrt{1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}}}{P}.$$

On peut alors définir le *facteur de surtension apparent du circuit* qui joue un rôle important dans les applications aux mesures, soit :

$$Q = \frac{U_0}{E} = \frac{\sqrt{1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}}}{P}. \tag{36}$$

Si R devient très grand, on a pratiquement (34) :

$$P \approx \frac{r}{L\omega}$$

donc :

$$Q \approx \frac{L\omega}{r}.$$

Le facteur de surtension du circuit coïncide *alors* avec le facteur de qualité de la bobine. Dans le cas contraire, il lui est toujours inférieur par suite de l'amortissement dû aux pertes dans la résistance latérale R.

Courbe $U = f(C)$. — En faisant figurer la capacité de résonance C_0 donnée par (35), on peut *toujours* écrire :

$$1 - LC\omega^2\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right) = 1 - \frac{C}{C_0}LC_0\omega^2\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right) = 1 - \frac{C}{C_0}.$$

Soit :

$$1 - LC\omega^2\left(1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}\right) = -\frac{\Delta C}{C_0}$$

où ΔC désigne la variation de la capacité C à partir de la valeur C_0 correspondant à la résonance, comptée positivement dans le sens d'une augmentation.

— La tension U aux bornes du circuit, pour une valeur quelconque C de la capacité, peut alors s'écrire à partir de la relation (33) :

$$U = \frac{E\sqrt{1 + \frac{r^2}{L^2\omega^2}}}{\sqrt{P^2 + \left(\frac{\Delta C}{C_0}\right)^2}}. \tag{37}$$

Cette expression est tout à fait générale et *valable sans aucune restriction* puisque, pour l'établir, on n'a fait aucune hypothèse simplificatrice.

Formes pratiques des expressions précédentes. — Avec les circuits oscillants usuels dans lesquels les effets de résonance sont bien marqués, le terme $\frac{r}{L\omega}$, qui représente le facteur de pertes de la bobine (inverse du facteur de qualité Q),

est toujours très inférieur à l'unité $\left(\text{plus petit que } \frac{1}{50} \text{ ou } \frac{1}{100}\right)$. Son carré est donc toujours négligeable devant l'unité.

Les formules fondamentales (34), (35) et (37) prennent alors en pratique les formes suivantes :

(38)

Condition de résonance : $L C_0 \omega^2 = 1$

Tension aux bornes : $U = \dfrac{E}{\sqrt{P^2 + \left(\dfrac{\Delta C}{C_0}\right)^2}}$.

Facteur de pertes : $P = \dfrac{1}{Q} = \dfrac{r}{L\omega} + \dfrac{L\omega}{R}$

— Comme la variable ΔC n'intervient que par son carré, la loi de variation de U en fonction de la capacité est *symétrique en* ΔC de part et d'autre de l'accord exact ($\Delta C = 0$).

— Rappelons enfin que la *condition de résonance de tension* en fonction de C est dans tous les cas *indépendante de* R sans aucune approximation ni restriction ; elle est également indépendante de r en pratique sous réserve que le facteur de qualité de la bobine soit grand devant l'unité.

— *Ces relations sont particulièrement intéressantes*, tant par leur généralité (elles n'exigent aucune approximation simplificatrice) que par leur simplicité (elles s'expriment à partir de deux facteurs de qualité ayant un sens pratique bien net). *Elles sont à la base de toutes les applications* du circuit oscillant utilisant la résonance de tension.

Elles expriment enfin que, au point de une des propriétés du circuit, tout se passe comme si l'on avait un condensateur idéal, sans pertes, accouplé à une bobine amortie simultanément par r et R.

— *Expression remarquable de* U. — Considérons le cas d'un circuit oscillant sans pertes latérales ($R = \infty$) et dans lequel on fait agir une force électromotrice de la forme :

$$e = E \sin \omega t.$$

En raisonnant comme ci-dessus, la tension aux bornes du circuit peut s'écrire en notations imaginaires :

$$\mathfrak{u} = -\,\mathrm{j}\,\frac{\mathfrak{E}}{\dfrac{L C \omega^2}{Q} - \mathrm{j}\,(1 - L C \omega^2)}.$$

Soit, en notations algébriques ordinaires :

$$u = -\,\frac{Q E \sqrt{1 + \dfrac{1}{Q^2}}}{\sqrt{1 + \left(Q \dfrac{\Delta C}{C_0}\right)^2}} \cos(\omega t + \delta)$$

avec : $\operatorname{tg} \delta = Q\left(\dfrac{1}{L C \omega^2} - 1\right)$.

La résonance a lieu pour une valeur C_0 de C telle que :

$$L C_0 \omega^2 \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right) = 1$$

et on a alors :

$$u_0 = -\,U_0 \cos(\omega t + \delta_0)$$

avec :

$$\begin{cases} U_0 = QE\sqrt{1 + \dfrac{1}{Q^2}} \\ \operatorname{tg}\delta_0 = \dfrac{1}{Q}. \end{cases}$$

— Cela étant, si l'on donne à C une valeur quelconque, la tension est déphasée à *partir de la résonance* d'un angle θ tel que :

$$\delta = \delta_0 + \theta$$

soit :

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{\operatorname{tg}\delta - \operatorname{tg}\delta_0}{1 + \operatorname{tg}\delta \cdot \operatorname{tg}\delta_0} = Q\left[1 - LC\omega^2\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)\right] = -\,Q\frac{\Delta C}{C_0}$$

et son expression algébrique devient :

$$u = -\frac{U_0}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2\theta}} \cos(\omega t + \delta_0 + \theta)$$

soit :

$$u = -\,U_0 \cos\theta \cdot \cos(\omega t + \delta_0 + \theta)$$

ou enfin, en développant le produit des cosinus :

$$u = -\frac{U_0}{2}\left[\cos(\omega t + \delta_0) + \cos(\omega t + \delta_0 + 2\theta)\right].$$

— Autrement dit, la tension aux bornes du circuit peut être regardée comme la somme de deux tensions *d'amplitudes constantes* et toutes deux égales à $\frac{U_0}{2}$, l'une de *phase constante* δ_0, indépendante de l'accord du circuit, l'autre de *phase variable* $\delta_0 + 2\theta$ réglable de $\pm\pi$ de part et d'autre de la résonance en modifiant la valeur de C.

— Cette décomposition peut trouver de nombreuses applications dans des circuits de mesure où l'on veut effectuer des réglages de phase. Elle permet de réaliser facilement un déphaseur à haute fréquence. Elle illustre aussi d'une façon remarquable le grand intérêt pratique et les ressources de la résonance de tension d'un circuit oscillant.

Courbe $U = \varphi(f)$. — Dans la relation générale (33) la fréquence figure dans les deux termes du dénominateur et la discussion de la loi de variation de U en fonction de la fréquence f est en général complexe.

Elle se simplifie au contraire si l'on suppose R très grand. Dans ce cas, le premier terme du dénominateur se réduit pratiquement à $\frac{r}{L\omega} = \frac{1}{Q}$ que l'on peut regarder comme sensiblement constant dans la gamme de fonctionnement usuel de la bobine. La fréquence n'intervient plus alors que dans le second terme et la résonance se produit pour une fréquence f_0 telle que :

$$1 = LC\omega_0^2\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right). \tag{39}$$

Si donc on opère *à capacité C constante et à fréquence f variable*, la tension U pour une fréquence f quelconque a pour expression :

$$U = \frac{E\sqrt{1+\frac{1}{Q^2}}}{\sqrt{\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{\Delta f^2}{f_0^2}\right)^2}} \approx \frac{E}{\sqrt{\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{\Delta f^2}{f_0^2}\right)^2}}. \tag{40}$$

Autrement dit, *à condition d'opérer sur un circuit sans pertes latérales* ($R = \infty$), la loi de variation de U en fonction du *carré de la fréquence* est identique à la loi de variation en fonction de la capacité. La courbe est symétrique en Δf^2 ; elle ne l'est pas en fonction de Δf sauf, approximativement, au voisinage immédiat de la résonance, où l'on peut écrire :

$$\frac{\Delta f^2}{f_0^2} \approx 2\frac{\Delta f}{f_0}.$$

3° Montages et emplois pratiques.

Résonance de courant. — Le circuit se compose de la bobine, d'inductance L et de résistance r, et de la capacité C variable et étalonnée (fig. *II-52*). Un appareil de mesure A, quelconque *a priori*, est intercalé en série dans le circuit et contrôle l'intensité efficace du courant. Un générateur de courant S, à la fréquence f de la mesure, est couplé au circuit par exemple inductivement. Ce couplage doit être *lâche* pour qu'il n'y ait aucune réaction appréciable du circuit sur la source au voisinage de la résonance ; sans cette précaution fondamentale le réglage de la capacité d'accord C entraînerait des variations parasites de la fréquence f et de la valeur E de la force électromotrice induite dans la bobine et les relations ci-dessus ne seraient plus applicables. De ce fait, on est amené à utiliser en S une *source puissante très faiblement couplée.*

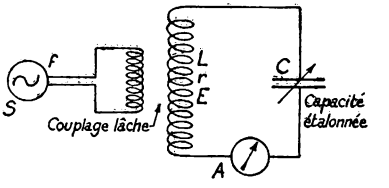


FIG. II-52.

— Nous avons vu plus haut que, dans le cas de la résonance de courant, on était conduit pour obtenir des relations pratiquement utilisables à considérer R comme infini et à régler le circuit à la résonance. En conséquence, lorsqu'on utilise la résonance de courant :

a) on doit utiliser en C un *condensateur de très bonne qualité* et ne *jamais mettre d'impédances extérieures ou accidentelles en parallèle* sur le condensateur ;

b) on emploie *uniquement l'accord du circuit à la résonance.*

On a alors pratiquement d'après (29) et (30) :

(41)

Condition de résonance :	$LC_0\omega^2 = 1$
Intensité :	$I_0 \approx \frac{E}{r}$

— Ce dispositif peut s'employer pour mesurer une inductance, une capacité ou une fréquence. On peut encore l'utiliser pour mesurer des *faibles résistances* connectées *en série* dans le circuit.

La restriction faite plus haut ($R = \infty$) rend ce montage inapte à la mesure des grandes résistances que l'on devrait connecter en parallèle sur le circuit.

Résonance de tension. — Le montage ne diffère du précédent que par le fait qu'on remplace l'ampèremètre A par un appareil de mesure de la tension aux bornes du condensateur, constitué en principe par un voltmètre électronique V (fig. *II-53*).

En outre, comme l'étude de la résonance de tension peut se faire très simplement sans introduire aucune hypothèse restrictive sur la valeur de la résistance shunt R, nous pouvons généraliser et placer en parallèle sur le condensateur C une résistance R quelconque schématisant les pertes dans les supports et dans le voltmètre et, éventuellement, une résistance extérieure connue ou inconnue connectée en parallèle sur le circuit.

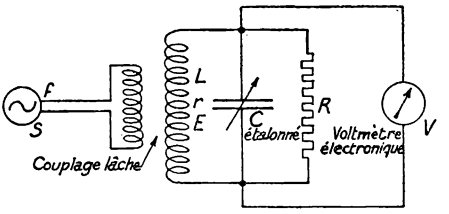


FIG. II-53.

Si la valeur de R reste sans importance sur la discussion des résultats et peut être quelconque *a priori*, il est évident que cette résistance doit conserver une valeur suffisamment grande pour ne pas amortir le circuit au point de rendre inobservables les effets de la résonance.

En principe, donc, nous ne placerons en R que des grandes résistances ; de plus, nous utiliserons toujours en V un voltmètre électronique à grande impédance d'entrée de façon à apporter au circuit le minimum de troubles inutiles.

— Le circuit de la figure *II-53*, comme celui de la figure *II-52*, peut être utilisé en réglant le condensateur C *à la résonance* ($\Delta C = 0$). On a alors d'après (38) :

(42)

Condition de résonance :	$L C_0 \omega^2 = 1$
Tension aux bornes :	$U_0 = QE$
Facteur de pertes :	$\frac{1}{Q} = \frac{r}{L\omega} + \frac{L\omega}{R}$

.

— En outre, étant données la simplicité et la généralité des formules auxquelles conduit la discussion de la résonance de tension, on peut également dans ce cas opérer en réglant le condensateur sur une valeur C quelconque, inférieure ou supérieure d'une quantité ΔC à la valeur C_0 de la résonance.

La valeur de la tension aux bornes du circuit peut alors s'écrire :

(43)

$$U = \frac{E}{\sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{\Delta C}{C_0}\right)^2}}$$

ou :

$$U = \frac{U_0}{\sqrt{1 + \left[Q\frac{\Delta C}{C_0}\right]^2}}$$

.

Dans ce cas on peut tracer facilement la courbe de résonance, c'est-à-dire la courbe $U = f(\Delta C)$ traduite par l'une des relations (43) et qui affecte la forme de la figure *II-54* , *symétrique par rapport à l'axe des ordonnées* puisque le déréglage ΔC ne figure qu'au carré dans l'expression (43).

Cette propriété remarquable, *propre à la courbe de résonance de tension* en fonction de C à fréquence constante, est souvent mise à profit pour améliorer la précision des mesures sur un circuit oscillant.

— Lorsqu'on s'est *suffisamment éloigné de l'accord* pour que le terme $\frac{\Delta C}{C_0}$ soit devenu grand devant le terme $\frac{1}{Q}$, la seconde relation (43) peut s'écrire pratiquement :

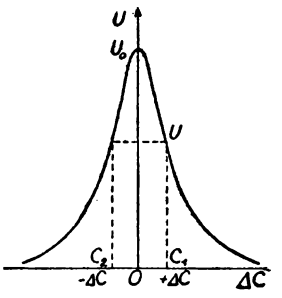


FIG. II-54.

$$\frac{U_0}{U} \approx Q\frac{\Delta C}{C_0}. \tag{44}$$

Autrement dit, l'affaiblissement $\frac{U_0}{U}$ est alors proportionnel à la variation relative de capacité $\frac{\Delta C}{C_0}$; la courbe $\frac{U_0}{U} = f\left(\frac{\Delta C}{C_0}\right)$ est une droite dont la pente est égale au facteur de surtension du circuit.

On obtient également une courbe linéaire en portant en ordonnée l'affaiblissement exprimé en décibels et en abscisses le déréglable relatif $\frac{\Delta C}{C_0}$, sur une échelle logarithmique.

La droite correspondante a alors pour équation :

$$A = 20 \lg \frac{U_0}{U} = 20\left(\lg Q + \lg \frac{\Delta C}{C_0}\right).$$

Son prolongement rencontre l'axe des abscisses ($A = 0$) en un point correspondant à un déréglage $\frac{\Delta C}{C_0}$ tel que :

$$\lg Q + \lg \frac{\Delta C}{C_0} = 0.$$

Soit :

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{1}{Q}$$

auquel correspond sur la courbe réelle (43) un affaiblissement :

$$A_0 = 20 \lg \frac{U_0}{U} = 20 \lg \sqrt{1 + \left(Q\frac{\Delta C}{C_0}\right)^2} = 3 \text{ dB}.$$

Cette remarque intéressante, faite par Burnot, peut être utilisée en pratique pour mesurer avec précision la bande passante à 3 dB d'un circuit oscillant.

— On obtient des résultats identiques lorsqu'on opère à capacité constante et à fréquence variable sur un circuit *sans pertes latérales* (relation 40) à condition de porter en abscisses les variations relatives du carré de la fréquence $\left(\frac{\Delta f^2}{f^2}\right)$.

Couplage de la source au circuit. — Le couplage entre la source et le circuit oscillant peut être réalisé en principe d'une façon quelconque. La seule condition fondamentale, commune à tous les modes de liaison, est de réaliser

un *couplage très lâche* de façon que l'accord du circuit oscillant ne provoque pratiquement aucune variation de l'amplitude et de la fréquence de la force électromotrice E induite dans le circuit.

Les modes de couplages usuels sont les suivants :

a) Couplage inductif. — C'est le mode de liaison admis ci-dessus (fig. *II-52* et *II-53*). La source débite à forte intensité dans une petite bobine, par exemple intercalée en série dans son propre circuit oscillant, ou mieux dans le circuit de sortie d'un étage découpleur, et couplée lâchement avec la bobine L.

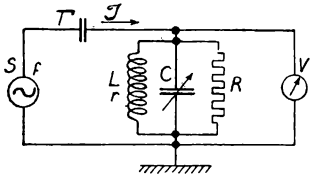


FIG. II-55.

b) Couplage par capacité (fig. *II-55*). — La source débite dans le circuit oscillant, fonctionnant en circuit bouchon, par l'intermédiaire d'une capacité Γ extrêmement faible telle que sa réactance soit toujours très grande devant celle du circuit bouchon LC, même à la résonance, et que le *courant* $\mathfrak{I}$ débité par la source à travers Γ soit *pratiquement indépendant de l'accord* du circuit $L\,C$. On peut réaliser simplement cette capacité en pratique par la juxtaposition de deux fils isolés torsadés sur quelques centimètres.

— Si l'on désigne par :

$\mathfrak{I}$ le courant débité par la source à travers !

$\mathcal{R}_1$ l'impédance de la bobine Lr

$\mathcal{R}_2 = \dfrac{1}{\mathcal{Y}}$ l'impédance de la capacité C shuntée par R

$\mathfrak{U}$ la tension aux bornes du circuit oscillant,

on peut écrire :

$$\mathfrak{U} = \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2} \mathfrak{I} = \mathcal{Z} \mathfrak{I}.$$

Si l'on choisit Γ *suffisamment petit pour que sa réactance soit toujours très grande devant l'impédance* $\mathcal{Z}$ *du circuit* $L\,C$, *le courant* $\mathfrak{I}$ *est pratiquement constant quel que soit l'accord du condensateur* C.

On peut alors écrire :

$$\mathfrak{U} = \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 \mathfrak{I}}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2} = \frac{\mathcal{R}_2 \mathcal{E}}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2} = \frac{\mathcal{E}}{\mathcal{Y} \mathcal{R}_1 + 1}$$

en posant $\mathcal{E} = \mathcal{R}_1 \mathfrak{I}$ = constante, et tout se passe comme si l'on faisait agir une force électromotrice constante $\mathcal{E}$ dans un circuit oscillant d'impédance totale $\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2$.

On est ramené à un mode de fonctionnement identique à celui que fournit le couplage inductif. Nous examinerons ce point de vue plus en détail au cha. V, § C 1°, p. 311.

c) Couplage par résistance (fig. *II-56*). — La source débite sous forte intensité $\mathfrak{I}$ dans une *très faible* résistance r_0 connectée en série avec la bobine L du circuit oscillant.

La résistance de liaison r_0 est prise très faible, en général $r_0 = 0{,}04\ \Omega$, pour ne pas augmenter pratiquement l'amortissement du circuit.

Le théorème de Thévenin donne alors pour expression du courant dans le circuit oscillant :

$$i = \frac{r_0 \mathfrak{I}}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 + r_0} = \frac{\mathcal{E}}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 + r_0}$$

en posant : $\mathcal{E} = r_0 \mathfrak{I}$ = Constante et en désignant par $\mathfrak{I}$ le courant débité par la source dans la résistance r_0 *à vide*, c'est-à-dire en supposant le circuit oscillant déconnecté.

— En raison de la faible valeur de r_0, ce courant est pratiquement égal à celui qui est mesuré par l'ampèremètre A lorsque le circuit est connecté. Tout se passe alors comme si l'on avait un circuit oscillant indépendant, d'impédance $\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 + r_0$, dans lequel on ferait agir une force électromotrice constante $\mathcal{E}$.

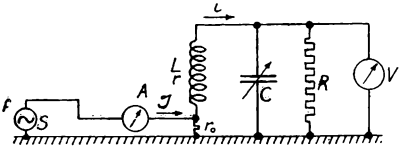


FIG. II-56.

— Comme r_0 peut être étalonné et le courant $\mathfrak{I}$ mesuré à l'aide d'un thermoélément A, ce mode de couplage présente sur les précédents le gros avantage de fournir une force électromotrice de valeur E *facilement étalonnable*. Comme on peut d'autre par mesurer à l'aide du voltmètre V la tension U_0 aux bornes du circuit à la résonance, on peut évaluer le rapport :

$$Q = \frac{U_0}{E}$$

c'est-à-dire mesurer directement le facteur de surtension du circuit. En maintenant constant le courant I, donc la force électromotrice E, le facteur Q devient proportionnel à U_0 et on peut graduer directement le voltmètre V en valeurs de Q. On obtient ainsi un appareil, désigné sous le nom d'*acuimètre*, qui permet de mesurer par lecture directe la valeur du facteur de surtension d'une bobine. Nous reviendrons plus loin sur cet appareil fondamental dans le chapitre des mesures d'impédances en haute fréquence (chap. V, § C 7°, p. 355).

CHAPITRE III

MESURES EN BASSE FRÉQUENCE

A. — GÉNÉRALITÉS

— **Gamme de fréquence.** — La gamme dite « basse fréquence » s'étend depuis les fréquences industrielles jusqu'aux fréquences de l'ordre de 10 000 à 15 000 Hz. Les fréquences musicales occupent la partie centrale de cette gamme comprise approximativement entre 200 et 5 000 Hz.

— **Résistances.** — Dans cette gamme de fréquence il est possible de réaliser des résistances pratiquement pures ayant un angle de phase inférieur à 1/1 000. On peut constituer des étalons de résistances, fixes ou variables, de toutes valeurs jusqu'à 100 000 Ω en employant du fil fin et le bobinage Ayrton-Perry. Ces résistances peuvent être groupées dans des boîtes à décades.

— **Inductances.** — Les inductances employées en basse fréquence vont de quelques millihenrys à quelques henrys, avec ou sans fer, le noyau de fer étant constitué par des tôles minces pour les fréquences inférieures de la gamme ou par des pots fermés en fer aggloméré pour les fréquences supérieures. La fréquence de travail est en général très inférieure à leur fréquence de résonance f_0 ; il en résulte, d'après ce que nous avons vu sur les lois de variations des caractéristiques d'une bobine en fonction de la fréquence (chap. I, § A 2°, p. 13), que :

a) L'influence des capacités réparties est négligeable et, pour les bobines sans fer, l'inductance L est une constante. Dans le cas des bobines comportant un noyau de fer dont la perméabilité apparente varie avec la fréquence, l'inductance devient au contraire fonction de la fréquence.

b) La résistance r croît avec la fréquence.

c) Le facteur de qualité $Q = \frac{L\omega}{r}$ varie également avec la fréquence et croît en même temps qu'elle dans le cas des bobines bien étudiées. Il reste toujours faible ; dans la gamme des fréquences musicales il varie en général entre 10 et 30 environ pour les bobines usuelles ; il atteint 50 ou 60 pour les bobines soignées et les fréquences élevées.

— **Condensateurs.** — Les condensateurs utilisés en basse fréquence sont en général des condensateurs fixes isolés au mica ou au papier paraffiné. Dans le premier cas leur angle de pertes est pratiquement nul ; dans le second il est de quelques millièmes au maximum et pratiquement négligeable devant le facteur de pertes des bobines avec lesquelles les condensateurs peuvent être connectés. Leur grandeur varie depuis quelques nanofarads jusqu'aux environs de 10 μF.

Les condensateurs étalons sont constitués par des condensateurs fixes au

mica, groupés dans des boîtes à décades réglables de 0,001 à 1,1 μF. Un condensateur variable à air d'une capacité voisine de 1 nF est en général utilisé comme appoint et permet d'obtenir une variation continue de la capacité dans toute la gamme de réglage. Son emploi s'impose pour les mesures au pont nécessitant une grande précision de réglage de la capacité.

Les condensateurs étalons ont un angle de pertes pratiquement nul.

— **Circuit de mesure.** — Le facteur de qualité Q des bobines restant toujours faible, les effets de résonance sont peu accentués et il est impossible d'employer les méthodes de mesure mettant en œuvre un circuit oscillant. En conséquence, dans la gamme des basses fréquences, *le circuit de mesure type, exclusivement utilisé, est le pont.*

— **Sources de courant.** — On utilise généralement un oscillateur à basse fréquence réglable d'un type décrit plus haut (chap. I § B2°, p. 33). On emploie couramment, lorsque rien n'impose par ailleurs une valeur particulière, une *fréquence de l'ordre de* 1 000 Hz qui correspond au maximum de sensibilité de l'ensemble « écouteur téléphonique — oreilles » (dans le cas des mesures au pont) et qui reste suffisamment faible pour ne pas introduire de difficultés expérimentales sérieuses.

Dans certains cas, on utilise directement le réseau à 50 Hz. Cette solution offre l'avantage de la simplicité, mais elle n'est admissible que pour les mesures pour lesquelles la valeur de la fréquence n'intervient pas, par exemple pour les mesures des capacités. Elle est peu employée pratiquement et réservée aux mesures de précision médiocre.

— **Détecteurs de zéro.** — Pour repérer l'équilibre des ponts, on emploie le plus souvent des écouteurs téléphoniques tant qu'on travaille dans la gamme des fréquences musicales. Dans le cas où la fréquence est inaudible, on utilise un œil cathodique, un amplificateur de préférence à résonance suivi d'un indicateur à aiguille ou un oscilloscope cathodique fonctionnant en voltmètre avec ou sans balayage suivant l'un des modes d'emploi indiqués au chapitre I, § E 2°, p. 102, ou mieux au chapitre II, § A 1°, p. 127.

Si l'on utilise l'oscilloscope sans balayage, on règle le pont au minimum de longueur de la ligne verticale tracée par le spot sur l'écran ; s'il n'y a pas d'harmoniques, le spot s'immobilise complètement lorsqu'on a réalisé l'équilibre et le réglage est très précis ; dans le cas contraire, l'élongation du spot ne s'annule plus et l'équilibre est décelé par le passage au minimum d'élongation ; le réglage est alors beaucoup moins net. Il est préférable dans ce cas d'utiliser l'oscilloscope avec balayage, synchronisé sur un sous-harmonique de la fréquence fondamentale, de façon à repérer nettement le réglage qui correspond à l'extinction de la composante fondamentale, même s'il subsiste des harmoniques. On peut également, dans le même but, utiliser la courbe de Lissajous. Ces deux dernières solutions présentent en outre l'avantage que le spot ne s'immobilise jamais sur l'écran et qu'on ne risque pas de détériorer la couche fluorescente du tube.

— Les différents types de ponts usuels et leurs propriétés générales ont été étudiés en détail dans le chapitre II, §§ A 1° et 2°. Nous nous limiterons dans ce qui suit à l'examen des propriétés particulières propres à chaque mesure étant bien entendu que toutes les considérations développées au chapitre II conservent leur pleine valeur pour les applications pratiques.

B. — MESURES DES IMPÉDANCES

1° Mesures des résistances.

Pour la mesure d'une résistance pure, on utilise le pont de Wheatstone, chapitre II, § A 2°, p. 145 (fig. *II-17*).

La condition d'équilibre s'écrit simplement :

$$R_x = R\frac{P}{Q}.$$

Cette condition est indépendante de la fréquence dans les limites où les résistances qui constituent le pont sont elles-mêmes indépendantes de la fréquence. On obtiendra donc toujours un zéro complet, même si la source S n'est pas parfaitement sinusoïdale.

Il convient de noter cependant que l'équilibre complet d'un pont de Wheatstone n'est possible que si la compensation de toutes les capacités parasites est parfaitement réalisée et si la résistance inconnue R_x *est rigoureusement dénuée de terme réactif.*

En fait, cette dernière condition est rarement satisfaite et on est conduit pour parfaire le zéro à introduire dans le pont un organe de réglage réactif, en général un condensateur ; le pont devient alors un pont de Sauty ou un pont de Maxwell.

Autrement dit, l'emploi du pont de Wheatstone en courant alternatif est plutôt accidentel.

2° Mesures des inductances.

Pont d'inductances. — Si l'on possède une inductance étalonnée variable dans une gamme de l'ordre de grandeur de l'inductance inconnue, on peut utiliser le pont d'inductances représenté sur la figure *II-21*, chapitre II, § A 2°, p. 148.

Les conditions d'équilibre s'écrivent :

$$L_x = L\frac{P}{Q}$$

$$R_x = (R + r)\frac{P}{Q}.$$

Elles sont indépendantes de la fréquence si l'inductance inconnue L_x et l'inductance étalon L sont toutes deux indépendantes de la fréquence, par exemple si ces deux inductances sont des bobines sans fer ; on obtient alors un zéro complet, même si la source S n'est pas exactement sinusoïdale.

Si l'une des bobines, par exemple la bobine inconnue L_x, comporte un noyau de fer, son inductance varie avec la fréquence et avec l'intensité du courant. Dans ce cas on ne peut réaliser simultanément les conditions d'équilibre pour les courants à la fréquence fondamentale et pour ses harmoniques et on perçoit toujours les harmoniques au moment du zéro sur le terme fondamental. Il faut alors utiliser un détecteur qui permette de distinguer le terme fondamental et les harmoniques et effectuer le réglage sur le fondamental seul, par exemple à l'aide d'un dispositif détecteur à résonance.

Dans le cas où l'on travaille à fréquence élevée, par exemple 5 000 Hz, et

où l'on contrôle l'équilibre à l'aide d'un écouteur téléphonique, les harmoniques sont pratiquement inaudibles (harmonique 2 = 10 000) ; on obtient toujours, alors, une extinction apparente totale.

— Ce montage est très commode pour la mesure rapide d'une inductance L_x lorsqu'on dispose d'une inductance étalonnée variable.

Par contre il est peu précis pour la mesure de la résistance R_x car la résistance r d'une inductance variable est le plus souvent variable avec la fréquence et avec la position de l'armature mobile de l'étalon, donc mal connue.

— Notons enfin que, dans certains cas, il peut se faire que la bobine inconnue L_x R_x ait une surtension plus grande que celle de la bobine étalon :

$$\frac{L_x}{R_x} > \frac{L}{r}.$$

Pour pouvoir réaliser l'équilibre dans ce cas, il faut placer la résistance étalonnée R, non pas dans la branche étalon $B\,F$ comme l'indique la figure *II-21*, mais dans la branche $B\,E$ en série avec l'inconnue. Les conditions d'équilibre sont alors :

$$L_x = L\frac{P}{Q}$$

$$R_x = r\frac{P}{Q} - R.$$

Pont à résonance. — On peut également mesurer les éléments d'une inductance à l'aide du pont à résonance représenté sur la figure *II-24*, chapitre II, § A 2°, p. 149, en connectant l'inductance inconnue L_x R_x dans la branche $B\,E$ en série avec une capacité étalonnée variable C (fig. *III-1*).

Les conditions d'équilibre s'écrivent :

$$L_x = \frac{1}{C\omega^2}$$

$$R_x = R\frac{P}{Q}.$$

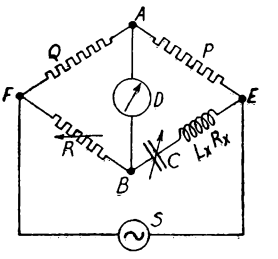


FIG. III-1.

La première dépend de la fréquence ; les harmoniques subsistent donc toujours au moment du zéro sur le terme fondamental et l'on n'obtient jamais une extinction complète. En outre, pour mesurer la valeur de l'inductance L_x, il faut connaître la fréquence. Ce pont nécessite donc d'opérer avec une source de fréquence étalonnée et la précision de mesure sur l'inductance est de ce fait moins bonne. Par contre, lorsque la résonance de la branche $B\,E$ est réalisée, le pont fonctionne en pont de Wheatstone et la mesure de la résistance R_x peut être effectuée avec une bonne précision, contrairement à ce qui a lieu avec le montage précédent.

Pont de Maxwell. — Le montage le plus rationnel et le plus général pour la mesure des inductances est constitué par le pont de Maxwell, chapitre II, § A 2°, p. 148 (fig. *II-22*) ou sa variante connue sous le nom de pont de Hay (fig. *II-23*), qui permettent de mesurer une inductance à partir d'une capacité étalonnée. Comme les organes étalons et inconnus se trouvent dans deux branches opposées, il est commode en pratique, pour éliminer facilement les effets perturbateurs dus aux capacités à la masse de ces organes, d'utiliser un montage

en pont de Wagner du type schématisé sur la figure *II-8*. Ce dernier étant constitué par des organes de même type que ceux qui constituent le pont principal, le dispositif de mesure complet affecte l'aspect schématisé par la figure *III-2*.

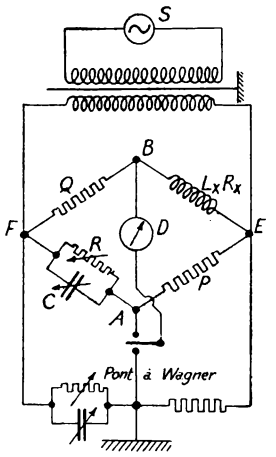


FIG. III-2.

Lorsque l'équilibre complet est réalisé, les extrémités A et B de la diagonale détecteur se trouvent toutes deux au potentiel de la masse ; on devra donc relier respectivement à ces points les armatures à grande surface du condensateur étalon et de l'inductance inconnue présentant des capacités importantes par rapport à la masse.

— Les conditions d'équilibre s'écrivent :

$$L_x = PQC$$

$$R_x = \frac{PQ}{R}.$$

Elles sont indépendantes de la fréquence ; le pont de Maxwell fournit donc à l'équilibre une extinction complète *à condition que l'inductance inconnue L_x soit indépendante de la fréquence.*

Les grandeurs inconnues R_x et L_x sont exprimées en fonction de grandeurs étalonnées bien définies et connues avec précision (P Q R C).

Enfin, le facteur de qualité de la bobine :

$$\frac{L_x \omega}{R_x} = CR\omega$$

est égal à celui du condensateur étalon C shunté par R, quelles que soient les valeurs de P et Q.

— Dans le cas d'une bobine possédant un grand nombre de spires, les capacités réparties peuvent provoquer un accroissement appréciable de l'inductance apparente. Pour avoir la valeur de l'inductance vraie on peut effectuer la mesure pour des fréquences de plus en plus basses et déduire par extrapolation la limite de la courbe $L_x = f(\omega)$ lorsque ω tend vers zéro.

Mesures des inductances sous courant continu. — Dans beaucoup de cas en radiotechnique, par exemple pour les bobines destinées à être connectées dans le circuit de plaque d'un tube, on est appelé à considérer des inductances qui, en régime normal, sont traversées simultanément par un courant alternatif et par un courant continu. Si ces bobines contiennent un noyau de fer, l'inductance apparente de la bobine pour le courant alternatif varie avec la valeur du courant continu qui modifie la perméabilité des tôles. Il est alors indispensable, pour connaître les caractéristiques exactes d'une bobine en régime d'utilisation, d'effectuer les mesures de son inductance et de sa résistance dans un montage qui permette de superposer au courant alternatif de mesure un courant continu de valeur réglable et égale à celle du courant continu superposé en régime normal. Il convient également dans ce cas de connaître la valeur du courant alternatif utilisé pour la mesure, ou, ce qui revient au même, la valeur de la tension sous laquelle est alimentée la bobine étudiée.

— Le pont de Maxwell, du type schématisé sur la figure *III-2*, se prête facilement à ce genre de mesure. Pour cela, on réalise au milieu du secondaire du transformateur d'alimentation à écrans (pour conserver la symétrie du mon-

tage) une coupure dans laquelle on connecte en série une source de courant continue E, un rhéostat de réglage du courant Rh et un ampèremètre A (fig. *III-3*).

Cette source, intercalée dans la diagonale « source », n'amène aucune perturbation au fonctionnement du pont en courant alternatif et débite un courant continu réglable à travers les diverses branches du pont, en particulier à travers l'inductance à mesurer L_x.

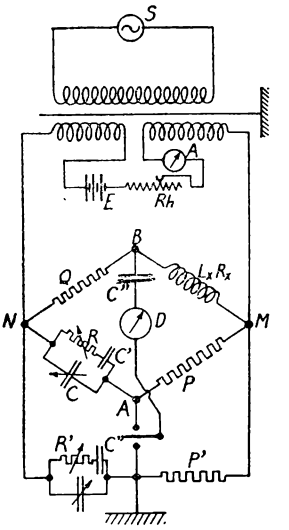


FIG. III-3.

Il y a lieu seulement de noter que la résistance de réglage Rh, augmentant la résistance de la source, réduit la sensibilité des mesures (chap. II, § A 1°, p. 140) ; il y a donc avantage à lui donner une faible valeur en choisissant en conséquence la valeur de E.

Le courant continu qui traverse L_x traverse aussi obligatoirement la résistance Q ; il faut donc s'assurer que cette résistance peut supporter le courant. Si l'on doit opérer sous un courant intense il faut mettre en Q une résistance *étalonnée* spécialement construite pour cet usage.

Les mêmes précautions s'imposent pour les branches $P\,R$ et $P'\,R'$ du pont qui sont également traversées *a priori* par des courants continus dont les intensités dépendent des valeurs des résistances P et P' et des résistances réglables R et R'. Pour éviter tous risques d'accident on peut supprimer ces courants continus en plaçant en série avec les résistance R et R' des grosses capacités C' et C'' dont les réactances à la fréquence de la mesure sont très inférieures aux valeurs de ces résistances. Dans le cas où cette condition ne serait pas satisfaite, l'équilibre resterait possible, mais il faudrait tenir compte de la capacité C' dans les conditions d'équilibre qui deviendraient :

$$L_x = PQC\left[1 + \frac{1}{R^2 C C' \omega^2 + \frac{C}{C'}}\right]$$

$$R_x = \frac{PQ}{R} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{RC'\omega}\right)^2}.$$

Une capacité C'' est intercalée dans la diagonale « détecteur » pour éliminer le courant continu dérivé dans cette diagonale.

On pourrait également utiliser dans ce but le pont de Hay (fig. II-23) dans lequel C et R sont en série.

— Dans ces deux cas, le courant continu qui traverse l'inductance inconnue L_x est lu directement sur l'ampèremètre A. Dans le cas général on pourrait évaluer ce courant :

a) soit en connectant l'ampèremètre en série avec la bobine $L_x\,R_x$ dans la branche MB du pont et en le court-circuitant au moment de la mesure de l'inductance ;

b) soit en mesurant à l'aide d'un voltmètre à courant continu la différence de potentiel V entre les bornes $M\,N$ du pont ; on a alors :

$$I = \frac{V}{Q + r}$$

où r désigne la résistance de la bobine inconnue *en courant continu.*

— La tension alternative U aux bornes de la bobine peut également s'évaluer en mesurant à l'aide d'un voltmètre à *courant alternatif* la différence de potentiel U_0 entre les mêmes bornes $M\,N$ du pont. On a alors en valeur efficace *au moment de l'équilibre* :

$$U = U_0 \sqrt{\frac{R_x^2 + L_x^2 \omega^2}{(R_x + Q)^2 + L_x^2 \omega^2}}$$

où R_x et L_x représentent les valeurs des éléments de la bobine étudiée mesurées au pont à la fréquence de travail.

— Rappelons enfin que le pont en T shunté étudié au chapitre II, § B 2°, p. 170, et représenté sur la figure *II-38*, se prête également bien à la mesure d'une inductance sous courant continu superposé. Dans ce cas, le courant continu qui traverse la bobine peut être mesuré directement à l'aide d'un ampèremètre branché en série avec la source ou avec le détecteur et la différence de potentiel alternative aux bornes de la bobine au moment de l'équilibre à l'aide d'un voltmètre connecté simplement aux bornes de la source.

Mesures des inductances mutuelles. — Nous avons examiné plus haut, chapitre II, § A 2°, pp. 150-151 les ponts de Carey-Foster et de Heaviside qui permettent de mesurer une capacité ou une inductance à partir d'une inductance mutuelle étalonnée. Inversement, ces ponts peuvent être utilisés pour mesurer des inductances mutuelles ; en particulier le pont de Carey-Foster (fig. *II-27*) permet de mesurer facilement une inductance mutuelle à partir d'un condensateur étalon.

Mais, pour les besoins usuels en radiotechnique, il est souvent plus simple de déduire la valeur de l'inductance mutuelle de deux bobinages à partir de deux mesures d'inductance.

On connecte d'abord les deux bobines en série, en addition de flux, et on mesure par l'un des procédés indiqués ci-dessus l'inductance :

$$L' = L_1 + L_2 + 2M$$

en désignant par L_1 et L_2 les inductances de chacun des deux bobinages et par M leur inductance mutuelle.

Puis on croise les connexions de l'une des bobines de façon à les connecter en opposition de flux et on mesure l'inductance :

$$L'' = L_1 + L_2 - 2M.$$

On en déduit par différence la valeur de l'inductance mutuelle :

$$M = \frac{1}{4}(L' - L'')$$

et celle du coefficient de couplage après avoir mesuré séparément L_1 et L_2 :

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}.$$

3° Mesures des capacités.

Capacités de bonne qualité. — Nous avons vu, chapitre I, § A 3°, p. 19, qu'une capacité usuelle de bonne qualité, donc ayant un faible angle de pertes, pouvait se représenter par une capacité C_x, pratiquement égale à la capacité du condensateur vrai, en série avec une faible résistance r_x.

Pour équilibrer facilement une telle capacité dans un pont de Sauty, on est conduit à disposer les organes étalons suivant le même schéma, c'est-à-dire à les constituer par un condensateur variable C en série avec une résistance variable r. Pour la mesure des capacités usuelles on utilise donc le *pont de Sauty-série* chapitre II, § A 2°, p. 146 (fig. *II-19 a*). Les conditions d'équilibre étant indépendantes de la fréquence, on obtient un bon zéro.

Capacités de mauvaise qualité. — Nous engloberons dans cette catégorie les impédances possédant une réactance de capacité mais ayant un angle de pertes important pouvant se rapprocher de 90°.

Pratiquement de telles conditions ne sont jamais remplies avec des condensateurs usuels, car, même dans le cas d'appareils très médiocres, leur angle de pertes reste en principe relativement faible. Par contre on les rencontre fréquemment dans des ensembles que l'on pourrait appeler des *résistances-capacitives*, constitués par des circuits résistants shuntés par des capacités de faibles valeurs dues aux connexions ou à des armatures métalliques, par exemple un câble blindé débitant sur une résistance.

On les rencontre également dans le cas d'un bobinage travaillant sur une fréquence supérieure à sa fréquence de résonance, par exemple dans le cas d'un transformateur de liaison à basse fréquence à fortes capacités réparties.

— Dans ces divers cas l'usage du schéma série nécessiterait l'emploi de capacités étalons importantes difficilement réalisables ; on est conduit à lui substituer le schéma parallèle (fig. *I-16*) et par suite à utiliser le pont de *Sauty-parallèle*, chapitre II, § A p. 2°, 146 (fig. *II-19 b*).

Comme pour le pont de Sauty-série, les conditions d'équilibre sont indépendantes de la fréquence et on obtient dans tous les cas un zéro complet.

Mesure de l'angle de pertes des condensateurs. — Dans les mesures au pont de Sauty, série ou parallèle, l'angle de pertes du condensateur étudié est égal à celui de la branche étalon qui l'équilibre (relations 10 et 11, chap. II, § A 2°, p. 146). Par conséquent, dès que l'on a déterminé les valeurs de la capacité et de la résistance étalon qui réalisent l'équilibre, on peut calculer l'angle de pertes de l'inconnu.

— Pour les applications courantes la connaissance de la résistance du condensateur étudié est le plus souvent sans intérêt et il est beaucoup plus commode de mesurer directement l'angle de pertes. Dans ce but, on a conçu des dispositifs comportant une manette graduée directement en valeurs de l'angle de pertes.

— Une solution simple, souvent utilisée pour réaliser un pont de mesure des capacités, est constituée par le pont de Schéring, chapitre II, § A 2°, p. 147 (fig. *II-20*), moyennant une disposition particulière des organes étalonnés variables.

Le pont affecte l'aspect de la figure *III-4* qui ne diffère de la figure *II-20* que par une disposition un peu différente des étalons.

La résistance R_1 est laissée fixe ; la capacité C_2 au contraire est variable, moyennant quoi les conditions d'équilibre 12, p. 147, s'écrivent :

$$C_x = C_2 \frac{R_1}{R_2}$$

$$\operatorname{tg} \delta = R_1 C_1 \omega.$$

L'équilibre est alors obtenu par le réglage des deux capacités variables C_1 et C_2 qui jouent chacune un rôle particulier. La capacité C_2 équilibre la capa-

cité inconnue C_x et est graduée en valeur de cette capacité. La capacité C_1 au contraire équilibre seulement les pertes du condensateur étudié. Si R_1 est maintenu fixe et si l'on travaille à *fréquence constante*, sa valeur définit entièrement celle de l'angle de pertes et on peut la graduer directement en valeurs de tg δ. Le plus souvent, en pratique, l'étalonnage est fait à la fréquence de 1 kHz ; si l'on opère à une fréquence f différente, la valeur de l'angle de pertes s'obtient simplement en multipliant la lecture par la valeur de la fréquence f exprimée en kHz.

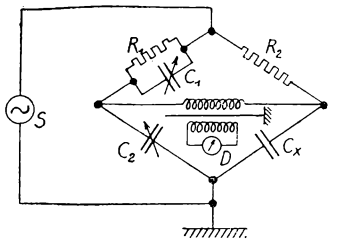


FIG. III-4.

— Le rapport $\frac{R_1}{R_2}$, qui intervient seulement dans la première condition d'équilibre, joue le rôle de rapport de proportion et, en lui donnant des valeurs diverses, par exemple, 1, 10 ou 100, on peut étendre la gamme de réglage de la capacité. A cet effet on laisse R_1 fixe pour ne pas modifier l'étalonnage de l'angle de pertes et on fait varier le rapport $\frac{R_1}{R_2}$ en agissant sur R_2 qui n'intervient pas dans la seconde condition d'équilibre.

— Pour les applications pratiques, surtout si l'on opère à fréquence élevée, on est conduit à placer en parallèle sur la résistance R_2 un petit condensateur auxiliaire ajustable qui permet d'équilibrer les capacités parasites du pont et de tarer la graduation du condensateur C_1. Nous en avons vu un exemple en étudiant les ponts à haute fréquence (chap. II, § A 3°, p. 159).

Faibles capacités. — Dans la gamme des basses fréquences nous appellerons faibles capacités des capacités inférieures à 1/1 000 de microfarad, c'est-à-dire de l'ordre de grandeur de la capacité d'appoint du condensateur étalon. En règle générale ces capacités sont constituées par des condensateurs à air ou à diélectrique de bonne qualité, par exemple du mica ou des porcelaines spéciales à faibles pertes, et se comportent comme des capacités pratiquement pures.

En principe leur mesure peut s'effectuer comme celle de n'importe quelle autre capacité à l'aide d'un pont de Sauty-série. Cependant, en raison même de la faible valeur de la capacité, son impédance $\frac{1}{C_x \omega}$ devient grande ; les capacités parasites et les fuites jouent un rôle de moins en moins négligeable et la compensation du pont demande à être faite avec beaucoup de soin.

— Il est possible d'atténuer pratiquement cet effet perturbateur en utilisant comme tête de pont deux résistances P et Q de faibles valeurs, par exemple 100 ou 1 000 Ω, et en connectant à la masse le sommet A du pont, point milieu de la tête de pont PQ, de telle sorte que les impédances parasites viennent se placer en parallèle sur P et Q et non pas sur les capacités C_x et C. Nous verrons plus loin à propos de la mesure des faibles capacités à trois pôles, p. 210 (fig. *III-11* à *III-14*) un exemple d'application de ce principe.

— Mais en général il est plus commode de procéder par une méthode de substitution ou de différence. On met en circuit dans un pont de Sauty-série, à la place de la capacité inconnue C_x, une capacité auxiliaire quelconque C_0 (fig. *III-5*). La capacité à mesurer C_x est connectée en parallèle sur la capacité étalon C par l'intermédiaire d'un interrupteur I qui permet de la mettre en ou hors circuit.

On effectue alors la mesure en deux temps :

a) On ouvre l'interrupteur I (C_x hors circuit) et on réalise l'équilibre du pont en agissant sur C et r. On note la valeur C_1 correspondante lue sur la capacité étalon.

b) On ferme l'interrupteur I (C_x en parallèle sur C) et on rétablit l'équilibre en ajustant C à une nouvelle valeur C_2, inférieure à C_1, telle que :

$$C_1 = C_2 + C_x.$$

On en déduit la valeur de l'inconnue :

$$C_x = C_1 - C_2. \tag{1}$$

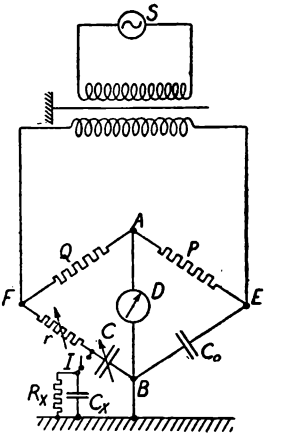


FIG. III-5.

— Cette façon d'opérer permet de faire la mesure en utilisant dans les branches du pont des capacités C_0 et C suffisamment grandes pour rendre négligeables les influences des capacités parasites. Elle permet en outre de bénéficier des avantages de toute méthode de substitution (chap. II, § A 1°, p. 142) et d'éliminer automatiquement les erreurs provenant d'une compensation imparfaite du pont,

— Par contre, sous la forme simple dont nous venons de poser le problème, elle suppose explicitement que la capacité inconnue C_x puisse être assimilée pratiquement à une *capacité pure sans aucune perte.*

Dans le cas où C_x comporterait des pertes, la mesure resterait faisable sous réserve de retoucher également dans la seconde opération la valeur de la résistance r de façon à compenser l'influence des pertes du condensateur C_x. En outre, les relations reliant les caractéristiques de ce condensateur aux valeurs lues sur les étalons dans chaque opération seraient plus compliquées.

Pour les établir, il suffit d'écrire que, pour chacune d'elles, l'impédance totale de la branche étalon FB conserve la même valeur. En désignant par $C_1\, r_1$, $C_2\, r_2$ les valeurs de C et de r réalisant l'équilibre avec l'interrupteur I ouvert et fermé, et par C_x et R_x les éléments parallèles du condensateur inconnu, on a l'égalité :

$$r_1 - \mathrm{j}\frac{1}{C_1\omega} = r_2 + \frac{1}{\dfrac{1}{R_x} + \mathrm{j}(C_2 + C_x)\omega}$$

d'où l'on tire :

$$\begin{cases} C_x = \dfrac{C_1}{1 + (r_1 - r_2)^2 C_1^2 \omega^2} - C_2 \\ R_x = (r_1 - r_2) + \dfrac{1}{(r_1 - r_2) C_1^2 \omega^2}. \end{cases} \tag{2}$$

Dans le cas d'un condensateur C_x de bonne qualité, les valeurs r_1 et r_2 de r dans les deux opérations restent voisines et le terme $(r_1 - r_2)^2 C_1^2 \omega^2$ reste petit devant l'unité. On a alors pratiquement :

$$C_x \approx C_1 - C_2$$

$$R_x \approx \frac{1}{(r_1 - r_2) C_1^2 \omega^2}$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{R_x C_x \omega} \approx \frac{(r_1 - r_2) C_1 \omega}{1 - \frac{C_2}{C_1}}.$$

Condensateurs chimiques. — Les condensateurs chimiques sont constitués par les capacités de polarisation d'électrodes métalliques plongeant dans une solution saline et portées par rapport à cette solution à une tension continue. Le diélectrique est constitué par la couche de polarisation et a une épaisseur très faible de l'ordre de 10^{-8} cm. Les condensateurs chimiques ont donc de fortes capacités, mais ils nécessitent une polarisation continue de valeur supérieure à la valeur de pointe de la tension alternative superposée de façon que, à aucun moment, il puisse y avoir inversion de la polarisation. De plus, comparativement aux condensateurs à diélectriques solides, ils présentent un courant de fuites appréciable sous la tension de polarisation continue.

— Pour mesurer leurs caractéristiques en fonctionnement normal, il est indispensable d'utiliser un montage qui permette d'appliquer aux bornes du condensateur en essai une tension continue égale à la tension de polarisation normale ; il faut de plus pouvoir mesurer le courant continu de fuites.

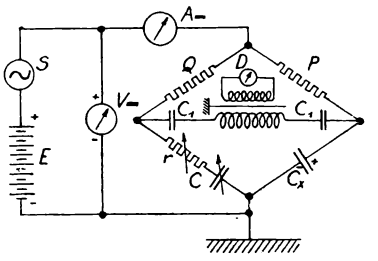


FIG. III-6.

Capacités inférieures à 100 μF. — Pour les capacités de l'ordre du microfarad ou de quelques dizaines de microfarads, on peut utiliser le pont de Sauty-série, une tension continue de polarisation étant superposée à la tension alternative habituelle à l'aide d'une source de courant continu connectée dans une des diagonales du pont de façon à débiter dans la capacité étudiée C_x sans introduire de perturbation dans les conditions d'équilibre du pont. Les figures *III-6* et *III-7* donnent deux exemples de réalisations utilisables.

— Dans le cas de la figure *III-6* la source de courant continu E est connectée dans la diagonale « source » en série avec la source de courant alternatif alimentant le pont. Elle débite dans la capacité C_x à travers la résistance P de la tête de pont ; des capacités C_1 de grande valeur et à grand isolement sont intercalées dans la diagonale « détecteur » de façon à éviter la circulation de courants continus dans les autres branches du pont. Dans ces conditions et en admettant que le courant de fuites du condensateur étalon soit négligeable :

a) le courant continu de fuites à travers le condensateur C_x est mesuré à l'aide d'un ampèremètre A à courant continu connecté dans la diagonale « source » ;

b) la tension continue de polarisation aux bornes du condensateur C_x, à la chute de tension près dans la résistance P et l'ampèremètre A, est mesurée à l'aide d'un voltmètre à tension continue V connecté aux bornes de la diagonale.

Tant que le courant de fuites reste faible, la chute de tension continue dans la résistance P et dans l'ampèremètre A est négligeable et on peut pratiquement prendre pour valeur de la tension de polarisation la valeur lue sur le voltmètre V ;

dans le cas contraire on peut facilement évaluer cette chute de tension, puisqu'on connaît les valeurs des résistances et du courant, et en déduire la valeur de la tension aux bornes de C_x.

— Dans le cas de la figure *III-7* la source de polarisation E est connectée aux bornes de la diagonale détecteur par l'intermédiaire d'une résistance de protection R de grande valeur qui s'oppose au court-circuit de la diagonale par la source et, éventuellement, protège le circuit contre les surintensités en cas de court-circuit accidentel de la capacité C_x.

Des condensateurs C_s de grande capacité et à grand isolement connectés dans les deux diagonales canalisent le courant continu dans la branche $P\,C_x$ du pont ; on peut alors mesurer le courant de fuites à l'aide de l'ampèremètre à courant continu A et la tension de polarisation, aux chutes de tension près dans A et dans P, à l'aide du voltmètre à tension continue V.

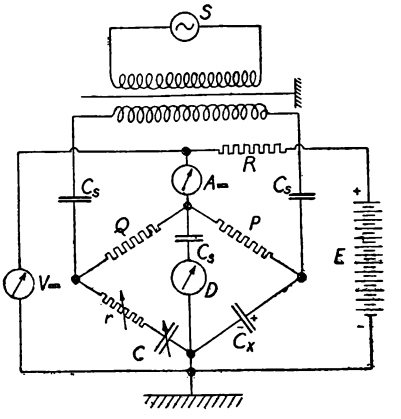


FIG. III-7.

— Dans les deux cas, il faut veiller à choisir la polarité de la source E de façon que le condensateur C_x soit polarisé dans le sens voulu ; de plus, il faut s'assurer que l'*amplitude* de la tension alternative produite aux bornes de C_x par la source S reste notablement inférieure à la tension de polarisation.

Les conditions d'équilibre sont celles du pont de Sauty-série ordinaire, soit (9-chap. II) :

$$r_x = r\frac{P}{Q}$$

$$C_x = C\frac{Q}{P}.$$

Comme les capacités étalons usuelles sont au maximum de l'ordre du microfarad et comme, d'autre part, on ne peut donner au rapport $\frac{Q}{P}$ des valeurs trop grandes, 10 à 100 au maximum, l'emploi du pont de Sauty est limité aux mesures des capacités n'excédant pas quelques dizaines de microfarads et au maximum de l'ordre de 100 μF.

Capacités supérieures à 100 μF. — Pour la mesure des capacités chimiques de grande valeur pouvant atteindre plusieurs centaines ou plusieurs milliers de microfarads on est obligé d'avoir recours à la méthode de l'ampèremètre et du voltmètre.

On peut utiliser par exemple un montage du type schématisé sur la figure *III-8*.

La source de courant alternatif S, qui peut être constituée pratiquement au besoin par le réseau à 50 Hz, débite dans le condensateur en essai C_x par l'intermédiaire d'un transformateur T et d'un interrupteur I_1. La source de polarisation E est connectée en série avec le secondaire du transformateur ; on choisit sa polarité et on règle sa tension de façon à polariser le condensateur

C_x sous sa tension de service normal. On règle d'autre part la tension alternative aux bornes du secondaire du transformateur de telle sorte que son amplitude soit notablement inférieure à la tension de polarisation E mais cependant suffisante pour produire à travers C_x un courant mesurable.

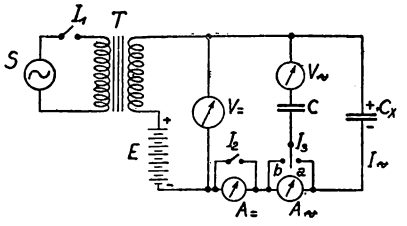


FIG. III-8.

Un voltmètre à tension continue $V=$ et un milliampèremètre à courant continu $A=$ permettent de mesurer la tension de polarisation et le courant de fuites correspondant à travers C_x. Un interrupteur I_2 permet de court-circuiter le milliampèremètre $A=$ pendant la mesure sous tension alternative pour éviter que le milliampèremètre puisse être détérioré par le passage du courant alternatif à travers C_x, lequel peut être notablement plus grand que le courant de fuites.

Un voltmètre $V\sim$ et un ampèremètre $A\sim$ à courant alternatif permettent de mesurer la tension alternative aux bornes de C_x et le courant alternatif correspondant qui le traverse. En série avec $V\sim$ on place un condensateur C qui coupe le circuit pour le courant continu et élimine toute action parasite de la tension continue de polarisation sur les indications du voltmètre $V\sim$. Ce condensateur doit avoir une forte capacité de façon que sa réactance $\frac{1}{C\omega}$ soit faible devant la résistance du voltmètre et ne perturbe pas pratiquement son étalonnage. Un inverseur I_3 permet de connecter le voltmètre $V\sim$ en amont ou en aval de l'ampèremètre $A\sim$ suivant la valeur de la capacité C_x à mesurer.

— Pour effectuer la mesure, on opère en deux temps :

a) On ouvre I_1 pour couper l'alimentation en courant alternatif. On règle la polarisation continue à la valeur de régime voulue en faisant la lecture sur $V=$, puis on ouvre I_2 et on lit sur $A=$ la valeur du courant de fuites.

b) On ferme I_2, puis I_1 de façon à alimenter sous tension alternative le condensateur C_x. On lit sur $V\sim$ la valeur de la tension alternative appliquée et sur $A\sim$ la valeur du courant correspondant débité à travers C_x.

On en déduit par le calcul la valeur de C_x :

$$C_x = \frac{I_\sim}{\omega V_\sim}.$$

— Si la capacité C_x est très forte, l'impédance de l'ampèremètre peut être relativement grande par rapport à la réactance $\frac{1}{C_x\omega}$ du condensateur et fausser la mesure ; on emploie alors le montage aval en plaçant l'inverseur I_3 sur la position *a*.

Si au contraire la capacité C_x est faible, l'impédance de $A\sim$ devient relativement faible devant $\frac{1}{C_x\omega}$; par contre, le courant qui traverse $V\sim$ peut ne plus être négligeable devant le courant $I\sim$ qui traverse C_x ; dans ce cas, il vaut mieux utiliser le montage amont en plaçant l'inverseur I_3 sur la position *b*.

— La précision des mesures est relativement médiocre et de l'ordre de gran-

deur de celle des mesures sur des appareils à équipage mobile, c'est-à-dire voisine de 4 à 5 % dans les meilleures conditions. Elle est toutefois très suffisante en pratique compte tenu de l'instabilité des caractéristiques des condensateurs chimiques.

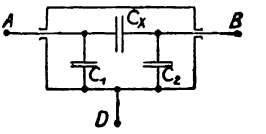


FIG. III-9 *a*.

Condensateurs à trois pôles. — Dans certains cas, en particulier lorsqu'on a affaire à un condensateur blindé isolé, les deux armatures présentent par rapport à une troisième armature des capacités parasites. L'ensemble constitue alors un condensateur à trois pôles (fig. *III-9 a*), comprenant trois capacités : la capacité normale entre armatures C_x et les deux capacités auxiliaires C_1 et C_2. Ces trois capacités forment un système en triangle et ne peuvent être séparées (fig. *III-9 b*).

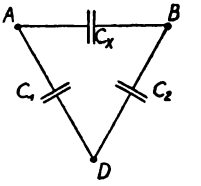


FIG. III-9 *b*.

Le problème qui se pose est de mesurer les valeurs de chacune de ces trois capacités. Deux cas sont à considérer suivant les valeurs des capacités à mesurer.

Cas des grandes capacités. — Si les capacités C_1 et C_2 sont du même ordre que la capacité C_x et assez grandes pour être mesurées facilement au pont, on peut effectuer la mesure complète à l'aide d'un pont de Sauty-série (fig. *III-10*) en trois opérations :

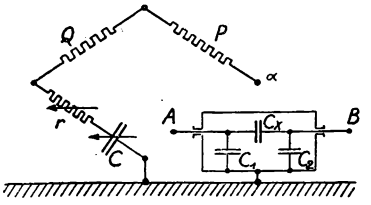


FIG. III-10.

a) On relie le pôle B des capacités au point α du pont et le pôle A à la masse. On met ainsi C_1 en court-circuit et on connecte C_x et C_2 en parallèle ; on mesure alors une capacité :

$$\Gamma_1 = C_x + C_2.$$

b) On relie A à α et B à la masse et on mesure :

$$\Gamma_2 = C_x + C_1.$$

c) On connecte simultanément au point α les pôles A et B et on mesure :

$$\Gamma_3 = C_1 + C_2.$$

On en déduit : (3)

$$\begin{cases} C_x = \frac{1}{2}(\Gamma_1 + \Gamma_2 - \Gamma_3) \\ C_1 = \frac{1}{2}(\Gamma_3 - \Gamma_1 + \Gamma_2) \\ C_2 = \frac{1}{2}(\Gamma_3 + \Gamma_1 - \Gamma_2) \end{cases}$$

Cas des faibles capacités. — Si les capacités C_1 et C_2 sont très différentes de la capacité C_x, les erreurs de mesures résultant des différences sur les relations 3 peuvent devenir importantes ; il est alors préférable d'utiliser un montage qui fournisse directement les valeurs de chacune des trois capacités, en particulier de C_x.

— En principe on peut y parvenir à l'aide d'un pont de Sauty dans lequel on connecte le condensateur à trois pôles comme l'indique la figure *III-11*, de telle sorte que la capacité C_x que l'on veut mesurer soit dans la branche « inconnue » du pont.

La capacité C_1 se trouve alors connectée en parallèle avec la diagonale « détecteur » et n'intervient pas dans l'équilibre du pont.

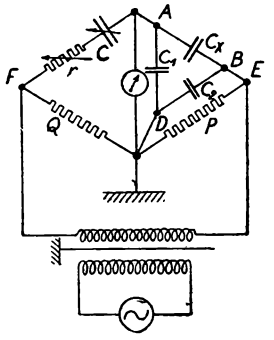


FIG. III-11

La capacité C_2 se place en parallèle sur la résistance P de la tête de pont ; si sa valeur est faible et si l'on choisit P assez petit, par exemple 100 Ω, pour que cette résistance reste très petite devant la réactance $\frac{1}{C_2\omega}$ de la capacité C_2, l'angle de phase $\operatorname{tg}\varphi = PC_2\omega$ reste très faible et tout se passe en première approximation comme si l'on avait en P une résistance pure. L'équilibre du pont donne alors directement :

$$C_x = C\frac{Q}{P}.$$

— En pratique des effets secondaires, dus aux capacités parasites non compensées du pont, viennent perturber l'équilibre d'autant plus facilement que la capacité C_x est plus faible. Pour obtenir un zéro, il est nécessaire de prendre certaines précautions. Nous avons vu (chap. II, § A 1°, p. 129) que, dans le cas d'un pont ayant une diagonale à la masse (fig. *II-4*), les circuits perturbateurs se ramenaient en dernière analyse à deux admittances de fuites $\mathcal{Y}'_3$ et $\mathcal{Y}'_4$ shuntant chacune une des branches du pont, soit dans le cas actuel (fig. *III-11*) les résistances P et Q des bras de proportion. Ces admittances, dans le cas le plus général, comprennent chacune une faible capacité γ shuntée par une grande résistance ρ.

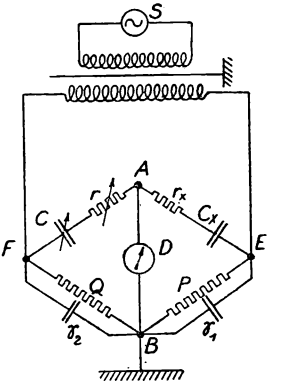


FIG. III-12.

Les résistances ρ se connectent en parallèle respectivement sur les résistances P et Q ; comme elles sont toujours beaucoup plus grandes que P et Q leur effet perturbateur sur les valeurs de ces résistances est pratiquement nul et tout se passe en première approximation comme si elles n'existaient pas.

Les capacités γ se placent également en shunt sur P et Q ; celle qui est en parallèle avec P se combine avec la capacité C_2 du condensateur à 3 pôles étudié ; l'ensemble se ramène donc à une capacité unique γ_1 en shunt sur P. De même la résistance Q est shuntée par une capacité γ_2 qui inclut toutes les capacités à la masse des organes reliés au point F du pont.

Si l'on suppose enfin, pour plus de généralité, que la capacité inconnue C_x comporte une résistance r_x, le schéma réel complet du pont affecte l'aspect de la figure *III-12*.

Les conditions d'équilibre s'écrivent alors :

$$\frac{r - j\frac{1}{C\omega}}{\frac{1}{P} + j\gamma_1\omega} = \frac{r_x - j\frac{1}{C_x\omega}}{\frac{1}{Q} + j\gamma_2\omega}$$

d'où l'on tire:

$$\frac{r}{Q} - \frac{r_x}{P} = \frac{\gamma_1}{C_x} - \frac{\gamma_2}{C}$$

$$r\gamma_2\omega - r_x\gamma_1\omega = \frac{1}{QC\omega} - \frac{1}{PC_x\omega}.$$

Comme, en pratique, on fait toujours : $P = Q$, ces conditions peuvent s'écrire :

$$(4) \qquad \begin{cases} r - r_x = P\left(\dfrac{\gamma_1}{C_x} - \dfrac{\gamma_2}{C}\right) \\ \dfrac{C_x}{C} = 1 + \dfrac{\gamma_2}{C} \cdot \dfrac{r}{\dfrac{1}{C\omega}} \cdot \dfrac{P}{\dfrac{1}{C_x\omega}} - \dfrac{\gamma_1}{C_x} \dfrac{r_x}{\dfrac{1}{C_x\omega}} \cdot \dfrac{P}{\dfrac{1}{C_x\omega}}. \end{cases}$$

Dans les conditions usuelles, les rapports $\dfrac{r}{\dfrac{1}{C\omega}}, \dfrac{r_x}{\dfrac{1}{C_x\omega}}, \dfrac{P}{\dfrac{1}{C_x\omega}}$ restent toujours petits devant l'unité ; il s'ensuit que les 2e et 3e termes du second membre de la deuxième relation 4 sont négligeables devant l'unité et que les conditions d'équilibre se réduisent pratiquement à :

$$(5) \qquad \begin{cases} C_x = C \\ r - r_x = P\dfrac{\gamma_1 - \gamma_2}{C_x}. \end{cases}$$

— Ces considérations conduisent aux conclusions pratiques suivantes :

a) dans les limites des approximations admises plus haut, les capacités parasites du pont, en particulier la capacité C_2 du condensateur étudié, ne modifient pas la condition d'équilibre relative aux termes réactifs ($C_x = C$).

b) par contre, le zéro ne peut être effectivement obtenu que si l'on règle les résistances r et r_x en fonction des valeurs des capacités parasites γ_1 et γ_2.

En fait, pour les faibles capacités qu'on a à mesurer avec le montage actuel, les résistances des capacités C et C_x sont pratiquement nulles ; les résistances r et r_x, qui n'interviennent d'ailleurs que par leur différence r-r_x, ne servent alors qu'à compenser l'effet différentiel des capacités parasites γ_1 et γ_2.

Comme la différence r-r_x change de signe avec celle de la différence γ_1-γ_2 la seconde relation 5 signifie que, pour obtenir l'équilibre complet, il faut mettre une résistance $r' = |r - r_x|$, soit dans la branche AF si $\gamma_1 > \gamma_2$, soit dans la branche AE si $\gamma_1 < \gamma_2$ et régler sa valeur de façon à satisfaire à la condition :

$$r' = P\frac{|\gamma_1 - \gamma_2|}{C_x}.$$

c) On peut également obtenir le zéro complet en laissant fixes les résistances r et r_x et en réglant l'une des capacités γ_1 ou γ_2 pour satisfaire la seconde relation 5. Ce mode opératoire est celui qui a déjà été mis en œuvre pour l'équilibrage d'un pont à haute fréquence (chap. II, § A 3°, p. 159) et pour la mesure directe des angles de pertes à l'aide d'un pont de Schéring (chap. III, § B 3°, p. 204).

Dans ce cas, on n'intercale aucune résistance extérieure dans les branches AF et AE du pont et les résistances r et r_x se réduisent aux seules résistances des

condensateurs C et C_x et des connexions ; elles sont alors très faibles et du même ordre de grandeur et la compensation est sensiblement obtenue pour $\gamma_1 = \gamma_2$. Pour l'obtenir, il suffit de placer un petit condensateur variable en parallèle sur la capacité γ_1 ou γ_2 de plus faible valeur et de l'ajuster pour réaliser l'équilibre. En principe, si le montage est symétrique, il faut mettre ce condensateur d'appoint aux bornes de Q où il équilibre la capacité C_2 qui shunte P.

— Le montage pratique affecte alors l'une de formes représentées par les figures *III-13* et *III-14* où A B D représentent les trois pôles du condensateur inconnu.

Dans le cas du montage de la figure *III-13* le zéro complet est obtenu à l'aide d'une résistance réglable r' que l'on connecte, suivant les cas, en série avec C ou avec C_x en plaçant l'inverseur I sur sa position α ou sur sa position β.

Dans le montage de la figure *III-14*, la compensation est réalisée à l'aide d'un petit condensateur variable γ en parallèle sur la résistance Q.

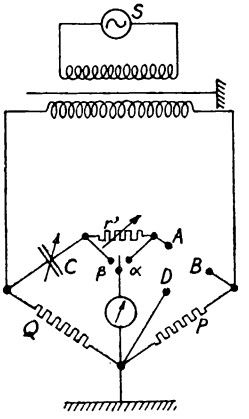


FIG. III-13.

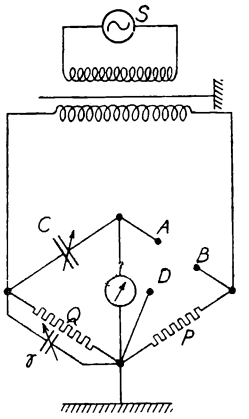


FIG. III-14.

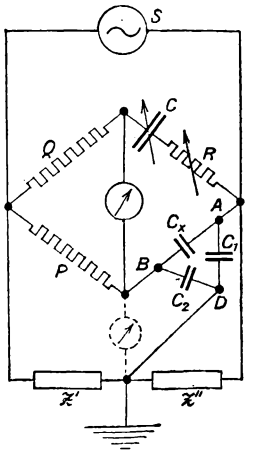


FIG. III-15.

Dans les deux cas on choisit en général les résistances P et Q égales et assez faibles pour que les approximations faites ci-dessus soient toujours largement satisfaites, par exemple de l'ordre de 1 000 Ω.

Ces montages servent en particulier à mesurer les capacités internes d'un tube à trois électrodes comme nous le verrons un peu plus loin (p. 279).

— Signalons enfin le *pont de Morren* (1), représenté sur la figure *III-15*, qui fournit une solution générale et rigoureuse du problème de la mesure des capacités à trois pôles, quelles que soient les valeurs des éléments constituants. C'est essentiellement un pont de Sauty-série (ou de Schering) équipé avec un pont de Wagner. L'élément à mesurer C_x de la capacité complexe est connecté normalement entre les points A et B dans la branche « inconnue » du pont. Le troisième pôle D est relié directement à la masse au point milieu du pont de Wagner. La capacité C_1 est alors incorporée dans la branche Z'' du pont de Wagner dont elle peut être, éventuellement, l'unique constituant. En outre, lorsque l'équilibre complet est réalisé, les points B et D sont au même potentiel et la capacité

(1) L. MORREN. Compte rendu du 3e Congrès National de Bruxelles, 1950.

C_2 n'intervient plus. Dans ces conditions, la capacité C_x reste seule en cause et on peut mesurer ses caractéristiques (C et tg δ) comme si elle était isolée.

4° Mesures des impédances quelconques.

Mesure des grandes impédances au pont de Sauty. — Une impédance quelconque présente toujours les caractères d'une inductance ou d'une capacité; tant que sa valeur reste de l'ordre de grandeur de quelques milliers d'ohms, sa mesure peut se faire sans difficulté par l'un des procédés examinés ci-dessus.

Dans le cas au contraire où sa valeur devient grande, quelques dizaines ou centaines de milliers d'ohms par exemple, les mesures au pont peuvent être perturbées par les capacités parasites et nécessitent une compensation soignée du pont.

Il est plus commode alors d'employer une méthode de substitution identique à celle qui a été utilisée pour la mesure d'une faible capacité (§ B 3°, p. 205) qui constitue un cas particulier de grande impédance à réactance négative.

On connecte la grande impédance à mesurer en parallèle sur une impédance plus faible, variable et étalonnée, intercalée dans un pont quelconque. On peut par exemple utiliser dans ce but un pont de Sauty monté comme l'indique la figure *III-16* analogue à la figure *III-5*. C'est un pont de Sauty-série, du type de la figure *II-19*. A la place de la capacité inconnue C_x, on place une capacité auxiliaire quelconque C_0 et s'il y a lieu une résistance R_0 ; l'impédance à mesurer, schématisée par une conductance G shuntée par une susceptance B, est connectée en parallèle sur la capacité étalonnée C par l'intermédiaire d'un interrupteur I.

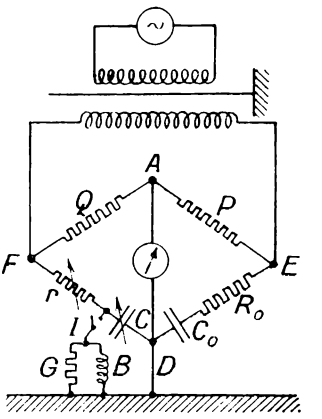


FIG. III-16.

On opère en deux temps :

a) L'interrupteur I étant fermé, c'est-à-dire l'impédance inconnue mise en circuit, on réalise l'équilibre du pont, en ajustant en conséquence R_0 et C_0 ; on lit sur les étalons les valeurs C_1 et r_1.

b) On met hors circuit l'impédance à mesurer en ouvrant l'interrupteur I et on rétablit l'équilibre en ajustant la capacité C et la résistance r à de nouvelles valeurs C_2 et r_2.

— Comme on n'a rien changé dans les autres branches du pont, l'impédance de la branche DF au moment de l'équilibre est la même dans les deux opérations. On a donc :

$$r_2 - j\frac{1}{C_2\omega} = r_1 + \frac{1}{G + j(B + C_1\omega)}$$

d'où l'on déduit :

$$(6)\qquad \begin{cases} G = \dfrac{(r_2 - r_1)\,C_2^2\omega^2}{1 + (r_2 - r_1)^2\,C_2^2\omega^2} \\ B = \dfrac{C_2\omega}{1 + (r_2 - r_1)^2\,C_2^2\omega^2} - C_1\omega \end{cases}$$

relations analogues aux relations 2 obtenues à propos de la mesure d'une faible capacité (§ B 3°, p. 205).

— Dans le cas où l'impédance mesurée a un faible angle de pertes δ, les résistances r_1 et r_2 sont très voisines et le terme $(r_2\text{-}r_1)^2 C_2^2 \omega^2$ reste négligeable devant l'unité. On a alors pratiquement :

$$G \approx (r_2 - r_1) C_2^2 \omega^2$$
$$B \approx (C_2 - C_1) \omega$$
$$\operatorname{tg} \delta = \frac{G}{B} \approx \frac{(r_2 - r_1) C_2 \omega}{1 - \frac{C_1}{C_2}}.$$

Si l'impédance mesurée a une réactance de capacité ($B = C_x \omega$), cas d'une faible capacité, on a $C_1 < C_2$. Si au contraire elle a le caractère d'une inductance $\left(B = -\frac{1}{L_x \omega}\right)$ on a $C_1 > C_2$. Dans les deux cas il faut augmenter la résistance r en déconnectant l'impédance inconnue ($r_2 > r_1$).

— Connaissant les éléments G et B de l'impédance suivant le schéma parallèle (fig. *III-17 a*), il est facile de calculer ses éléments R et X correspondant

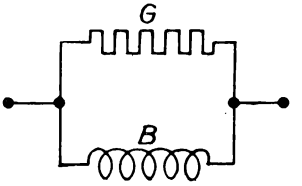


FIG. III-17 *a*.

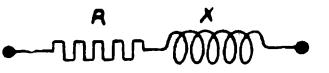


FIG. III-17 *b*.

au schéma série équivalent (fig. *III-17 b*) ; les formules de transformation s'écrivent, conformément aux relations 22 (chap. I, § A 4°, p. 30) :

$$R = \frac{G}{G^2 + B^2}$$
$$X = -\frac{B}{G^2 + B^2}.$$

Contrôle d'une impédance à l'oscilloscope cathodique. — L'impédance à mesurer $\mathfrak{Z}$ est connectée en série avec une résistance étalonnée R dans un circuit alimenté par une source S à la fréquence f de la mesure. L'impédance $\mathfrak{Z}$ et la résistance R sont alors traversées par le même courant I (fig. *III-18*).

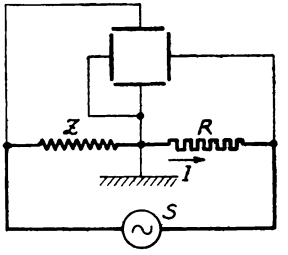


FIG. III-18.

La chute de tension $\mathfrak{Z} I$ aux bornes de $\mathfrak{Z}$ est appliquée sur les plaques de déviation verticale d'un oscilloscope ; la chute de tension RI dans la résistance R est appliquée aux plaques de déviation horizontale.

En désignant par $\mathfrak{Z}$ et φ le module et l'argument de l'impédance à mesurer et en prenant le courant I pour origine de phase, les déplacements du spot ont respectivement pour expressions :

horizontalement : $x = -KRI \sin \omega t$

verticalement : $Y = K' Z I \sin(\omega t + \varphi)$

où K et K' sont deux constantes qui caractérisent les amplificateurs de l'oscilloscope.

Le spot trace alors une figure de Lissajous (chap. I, § E 2°, p. 96), dont l'analyse permet de définir les caractéristiques de l'impédance inconnue $\mathfrak{Z}$.

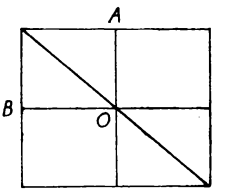


FIG. III-19.

— Si cette impédance est une résistance pure ($\varphi = 0$), les deux oscillations sont en opposition de phase. Le spot trace une droite inclinée qui est la diagonale du rectangle ayant pour demi-côtés les amplitudes OA et OB des oscillations verticales et horizontales du spot (fig. *III-19*).

En mesurant OA et OB sur l'écran de l'oscilloscope, on en déduit :

$$\frac{OA}{OB} = \frac{K'Z}{KR}$$

donc :

$$Z = \frac{K}{K'} \cdot \frac{OA}{OB} \cdot R.$$

Il est commode en pratique de faire $K = K'$ en réglant au préalable les amplificateurs de l'oscilloscope pour avoir la même sensibilité verticalement et horizontalement. On a alors :

$$Z = \frac{OA}{OB} \cdot R.$$

— Si l'impédance est quelconque, le spot décrit une ellipse qui, pour un argument compris entre $-\frac{\pi}{2}$ et $+\frac{\pi}{2}$, se présente sous l'aspect de la figure *III-20*.

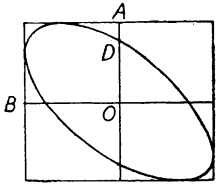


FIG. III-20.

L'ellipse est inscrite dans le rectangle de demi-côtés OA et OB ; de plus, elle coupe l'axe vertical OA en un point D tel que (chap. I, § E 2°, p. 97) :

$$\sin\varphi = \frac{OD}{OA}.$$

Il suffit donc de mesurer sur l'écran de l'oscilloscope les longueurs des segments OA, OB et OD pour en déduire les caractèristiques de l'impédance en essais :

$$Z = \frac{K}{K'} \cdot \frac{OA}{OB} \cdot R$$

$$\sin\varphi = \frac{OD}{OA}.$$

— Cette méthode fournit un moyen simple de contrôler la nature d'une impédance et de suivre éventuellement ses variations au cours de réglages.

C. — MESURES DIVERSES EN BASSE FRÉQUENCE

1° Mesures des constantes d'un diélectrique.

Principe. — Nous avons vu (chap. I, § A 3°, p. 18) que, dans le cas d'un condensateur plan dans lequel le *diélectrique remplit tout l'espace compris entre les armatures* et a pour caractéristiques :

S	Surface des armatures.
D	Distance des armatures.
$C_0 = \frac{S}{4\pi D}$	Capacité des armatures sans diélectrique.
ε	Permittivité de l'isolant interposé.
θ	Angle de pertes du diélectrique.
C	Capacité du condensateur avec diélectrique.
δ	Angle de pertes du condensateur.

on avait les relations fondamentales :

$$C = \frac{\varepsilon S}{4\pi D} = \varepsilon C_0$$

$$\delta = \theta.$$

Dès lors, pour mesurer les constantes ε et θ qui caractérisent entièrement le diélectrique, il suffit de réaliser un condensateur plan utilisant ce diélectrique comme isolant entre les armatures et de mesurer les constantes du condensateur avec et sans diélectrique.

En principe, ces conclusions sont valables pour tous les condensateurs et on pourrait utiliser une capacité de forme quelconque.

En pratique, on utilise de préférence le condensateur plan qui se prête à des réalisations et à des calculs plus simples ; dans certains cas, en particulier pour les diélectriques liquides ou pour les mesures aux fréquences très élevées, on utilise également le condensateur cylindrique.

Diélectriques solides. *Dispositif expérimental.* — Le diélectrique à étudier se présente, en général, sous forme d'une plaquette, ronde ou carrée, à *faces bien planes et bien parallèles*, de surface S et d'épaisseur D de l'ordre de quelques millimètres (2 à 4 mm par exemple).

Pour réaliser un condensateur utilisant cette lame comme diélectrique, il suffit de disposer sur les deux faces de la plaquette des armatures métalliques appliquées avec soin contre sa surface de façon à éliminer toutes lames d'air entre les armatures et le diélectrique, condition indispensable pour que les relations ci-dessus soient valables.

— Le plus souvent, en pratique, on utilise dans ce but des feuilles métalliques minces et souples, par exemple des feuilles de papier d'étain. On les applique avec soin sur les deux faces de la lame diélectrique en les frottant longuement avec le doigt pour éliminer toutes les bulles d'air.

Pour assurer une bonne adhérence, on peut interposer entre les feuilles métalliques et les faces de la plaquette une *très mince* couche d'huile de vaseline obtenue en passant un chiffon gras sur les surfaces avant d'y poser les feuilles métalliques.

— On utilise également des armatures en mercure qui, en raison de son état liquide, épouse assez bien les irrégularités de surface de la plaquette. On fait

flotter la plaquette, par une de ses faces, sur un bain de mercure qui constitue une armature, et on dépose sur l'autre une légère couche de mercure dont on empêche l'étalement à l'aide d'un cadre constitué par un fil métallique fin. Il est indispensable, bien entendu, d'utiliser un mercure très propre et de veiller avec soin qu'il ne reste aucune bulle d'air emprisonnée entre la lame et l'une des surfaces de mercure. Cette dernière condition est en général assez difficile à remplir.

— Enfin, on peut réaliser les armatures du condensateur d'essai par une métallisation des deux faces de la lame diélectrique à l'aide d'un procédé chimique ou mécanique quelconque. Cette solution présente l'inconvénient d'être difficile à réaliser pour des mesures courantes, mais elle permet d'obtenir une très bonne adhérence des armatures contre l'isolant et d'éviter complètement l'action perturbatrice des lames d'air accidentelles.

Une solution comparable, mais plus facile à réaliser, consiste à constituer les armatures par un dépôt de carbone obtenu par évaporation d'une solution d'aquadag (suspension de carbone colloïdal dans l'eau), recouvert d'une feuille métallique constituant l'électrode.

— Les formules donnant la capacité d'un condensateur plan :

$$C_0 = \frac{S}{4\pi D}$$

$$C = \frac{\varepsilon S}{4\pi D}$$

n'étant valables en toute rigueur que si, dans tout l'espace compris entre les armatures des dits condensateurs, le champ électrique est uniforme, il est indispensable de prendre certaines précautions pour éliminer les effets de bord.

En basse fréquence, où l'on dispose de circuits de mesure assez souples constitués par les ponts, ces précautions consistent essentiellement à disposer, autour des armatures constituant le condensateur de mesure, un condensateur circulaire formant anneau de garde dont on s'arrange pour maintenir le potentiel à chaque instant égal à celui qui existe aux bornes du condensateur principal. Dans ces conditions, les effets de bords sont reportés à la périphérie de l'anneau de garde et, dans la région centrale occupée par le condensateur de mesure, le champ peut être regardé comme uniforme.

En pratique, le condensateur d'essai est alors constitué de la façon suivante (fig. *III-21*) :

a) On réalise l'une des armatures A suffisamment grande pour recouvrir la majeure partie de la lame.

b) De l'autre côté, on place au centre de la lame une armature B, de forme simple, par exemple carrée ou circulaire, et de surface S connue avec précision, mais inférieure à celle de l'armature A, de telle sorte que celle-ci déborde franchement (1 à 2 cm ou plus, par exemple) tout autour de B.

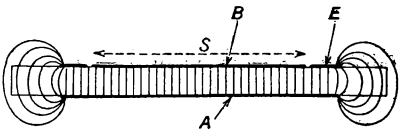


FIG. III-21.

c) Autour de B, on dispose une armature circulaire E, dont le bord intérieur a exactement la même forme que celui de l'armature B, de façon que l'intervalle d'air laissé entre elles soit *aussi petit que possible*, mais bien entendu sans contact électrique. Le bord extérieur de l'armature E peut être quelconque.

— Le condensateur principal est constitué par les armatures A et B et l'anneau de garde par les armatures A et E.

Méthode de mesure. — La capacité C_0 des armatures sans diélectrique ne pouvant être mesurée puisqu'on ne peut pas retirer le diélectrique, on détermine sa valeur par le calcul à partir de la relation :

$$C_0 = \frac{S}{4\pi D}$$

dont tous les termes sont facilement mesurables et qui est rigoureuse si on l'applique au condensateur central protégé par l'anneau de garde.

— Une indécision cependant peut apparaître en ce qui concerne l'évaluation de la surface S du fait du sillon isolant qui sépare l'armature B de l'anneau de garde et qui crée une petite discontinuité, donc une cause d'erreur. Il est recommandé de prendre pour valeur de S, non pas la surface de l'électrode B, mais la valeur d'une surface limitée par la ligne médiane du sillon.

Il reste alors à mesurer expérimentalement la capacité et l'angle de pertes du condensateur central avec diélectrique.

La mesure est faite en principe à l'aide d'un pont quelconque utilisable pour une mesure de capacité. La seule particularité de la mesure actuelle réside dans la nécessité de disposer d'une tension étrangère au circuit principal du pont, pour ne pas perturber la condition d'équilibre, et qui permette, du moins lorsque l'équilibre est réalisé, d'appliquer sur l'anneau de garde E une tension égale et en phase avec celle qui est appliquée sur l'armature principale B.

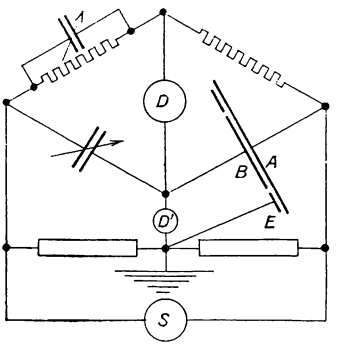


FIG. III-22.

Bien des solutions sont possibles pour réaliser cette condition, la plus pratique est le montage en pont de Schéring, avec pont de Wagner, schématisé par la figure *III-22.*

La mesure s'effectue comme pour une mesure de capacité quelconque. Lorsque l'équilibre est réalisé, l'armature centrale B se trouve au potentiel de la terre, donc de l'anneau de garde E, mais seul le condensateur central se trouve connecté dans le pont et intervient dans l'équilibre. La capacité de l'anneau de garde se trouve incorporée dans le pont de Wagner et est automatiquement compensée.

La mesure fournit alors directement les valeurs de C et de δ, d'où l'on déduit celles de : $\varepsilon = \dfrac{C}{C_0}$ et de $\theta = \delta$.

Diélectriques liquides. — En principe, les considérations qui précèdent sont applicables aux diélectriques liquides ; mais, en pratique, les conditions opératoires diffèrent obligatoirement du fait de la nature même du corps à étudier.

— Dans ce cas, il est impossible de fixer directement les armatures d'essais sur le diélectrique et il faut utiliser deux armatures autonomes, tenues mécaniquement par des pièces isolantes sièges de pertes diélectriques supplémentaires et constituant de plus un récipient étanche dans lequel on puisse verser le liquide. Un exemple de réalisation d'un tel ensemble est représenté sur la figure *III-23.* Le récipient est constitué par un cylindre métallique B encadré par deux rondelles métalliques E de même diamètre, isolées de B, le tout étant

tenu par une enveloppe isolante. Dans l'axe du cylindre précédent est placé un autre cylindre métallique *A* maintenu par des supports isolants non représentés. Une rondelle isolante, placée entre les deux cylindres à la base, assure l'étanchéité du récipient.

Le liquide à mesurer est versé dans l'espace annulaire entre les cylindres sur une hauteur suffisante pour baigner les deux rondelles *E*.

Dans cet ensemble, la partie centrale *B* constitue le condensateur de mesure, qui joue le même rôle que celui de la figure *III-21* ; les rondelles *E* constituent les anneaux de garde qui reportent les effets de bord en dehors de la zone centrale constituant le condensateur de mesure.

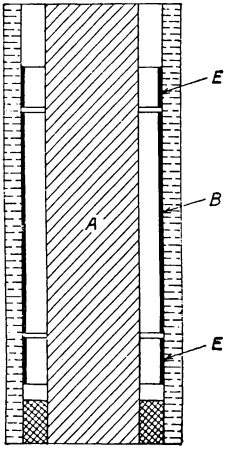


FIG. III-23.

— La mesure s'effectue comme il a été dit plus haut pour les diélectriques solides, par exemple avec le montage en pont de la figure *III-22*. Cependant, il est nécessaire de faire une mesure supplémentaire pour séparer les pertes dues aux supports isolants des pertes dans le liquide étudié qui, seules, doivent être prises en considération.

La mesure complète comporte alors deux étapes :

1° Avant de verser le liquide dans le récipient, on mesure sur l'armature centrale sans diélectrique :

a) la capacité C_0,

b) l'angle de pertes : $\operatorname{tg}\delta_0 = \dfrac{1}{R_0 C_0 \omega}$

en désignant par R_0 la résistance parallèle équivalente aux pertes dans les supports isolants.

2° Après avoir versé le liquide dans l'espace annulaire entre les armatures, on mesure sur l'armature centrale avec diélectrique :

a) la capacité *C*

b) l'angle de pertes : $\operatorname{tg}\delta = \dfrac{1}{C\omega}\left(\dfrac{1}{R_0} + \dfrac{1}{R}\right)$

en désignant par *R* la résistance parallèle correspondant aux pertes dans le liquide, qui se trouve connecté en parallèle sur R_0.

On en déduit enfin :

a) la constante diélectrique du liquide : $\varepsilon = \dfrac{C}{C_0}$

b) l'angle de pertes du liquide : $\operatorname{tg}\theta = \dfrac{1}{RC\omega}$,

soit : $$\operatorname{tg}\theta = \operatorname{tg}\delta - \frac{1}{\varepsilon}\operatorname{tg}\delta_0.$$

— Dans le cas où l'on ne dispose pas d'appareil spécialement aménagé, par exemple du type de la figure *III-23*, on peut procéder plus simplement de la façon approchée suivante :

On utilise, comme condensateur d'épreuve, un petit condensateur à air monté sur des supports de bonne qualité et tels que la capacité correspondant aux pièces métalliques en contact avec ces supports soit *négligeable* par rapport à celle des lames. On mesure au pont sur ce condensateur, d'une part sa capa-

cité C_0, d'autre part son angle de pertes tg δ_0. Cela fait, on plonge le condensateur dans le diélectrique liquide à étudier et on mesure à nouveau sa capacité C et son angle de pertes tg δ.

On en déduit la constante diélectrique et l'angle de pertes du diélectrique par les mêmes relations que ci-dessus.

Remarquons que, pour que la mesure ait un sens, il importe que la partie du condensateur immergée corresponde exactement aux éléments constituant la capacité C_0 mesurée dans la première opération. Il convient donc d'utiliser un condensateur comportant deux bornes bien dégagées, mais très rigides et indéformables et d'immerger l'appareil dans le liquide de telle sorte que sa surface vienne juste effleurer les points de jonction avec les connexions de liaison au pont, tout le reste étant entièrement immergé dans le liquide.

Il importe également de veiller à ce qu'aucune bulle d'air ne reste emprisonnée entre les lames du condensateur ou dans quelque partie des armatures intéressant la capacité.

Influence des lames d'air. — Nous avons vu (chap. I, § A 3°, p. 19), que la présence d'une lame d'air d'épaisseur e' interposée entre les armatures d'un condensateur et son diélectrique d'épaisseur e, entraînait, en première approximation, des variations de la capacité et de l'angle de pertes de valeur :

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta(\operatorname{tg}\delta)}{\operatorname{tg}\delta} = -\varepsilon\frac{e'}{e}.$$

Il en résulte que, surtout dans le cas des diélectriques à grande permittivité, toute lame d'air interposée, même relativement très faible, peut provoquer des variations sensibles de capacité et d'angle de pertes, et par suite des erreurs importantes sur les mesures des caractéristiques du diélectrique.

Il est donc absolument fondamental, pour les mesures sur les diélectriques, d'éliminer avec le plus de soin possible les moindres traces d'air emprisonné sous les électrodes.

Diélectriques de référence. — Notons enfin que, pour contrôler le bon fonctionnement d'un équipement de mesure, on peut l'expérimenter sur des échantillons de diélectriques de référence de caractéristiques connues avec une bonne précision. On utilise souvent dans ce but les diélectriques suivants :

Polystyrène : $\varepsilon = 2{,}45$
Benzène : $\varepsilon = 2{,}28.$

2° Mesures des fréquences.

Mesures au pont. — Dans la gamme des basses fréquences on peut mesurer la fréquence d'une source en alimentant avec cette source un pont d'un type quelconque dont l'équilibre est sous la dépendance directe de la fréquence.

On utilise le plus souvent dans ce but le *pont à résonance* ou le *pont de Wien* (chap. II, § A 2°, *p.* 149).

Les conditions d'équilibre (16 et 18) fournissent pour expressions de la fréquence en fonction des grandeurs étalonnées du pont :

a) pour le pont à résonance :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

b) pour le pont de Wien :

$$f = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Pour une capacité variable C donnée, le pont de Wien permet de couvrir une gamme de fréquence plus étendue que le pont à résonance. De plus il a l'avantage de ne pas nécessiter l'emploi d'inductance étalonnée dont la stabilité d'étalonnage est souvent moins bonne en pratique que celle d'une résistance, qui est d'un emploi pratique moins commode et qui peut capter des flux de fuites parasites, par exemple de la source.

Enfin, en jumelant mécaniquement les organes de réglage des capacités et des résistances variables comme il est dit au chapitre II, il est possible, en principe, d'obtenir l'équilibre à l'aide d'une seule manœuvre. Ces diverses propriétés font du pont de Wien un dispositif de mesure des fréquences particulièrement pratique.

Dans les deux cas l'extinction ne se produit que sur le terme fondamental et il est nécessaire d'utiliser un détecteur qui permette d'observer cette extinction même si la source possède des harmoniques importants (écouteur téléphonique pour une fréquence audible, oscilloscope cathodique pour une fréquence infrasonore ou ultra-sonore, détecteur à résonance).

— Pour les fréquences situées dans la partie supérieure de la gamme musicale on peut également utiliser un pont en T, de l'un des types étudiés au chapitre II, § B 2° de façon à éliminer les inconvénients pratiques des ponts usuels. Le montage le plus intéressant est celui de la figure *II-42* (p. 175) qui bénéficie à la fois des avantages du pont de Wien et des ponts en T.

— L'emploi d'un pont présente l'avantage pratique de permettre une variation continue de la fréquence et par suite la mesure d'une fréquence quelconque dans la gamme de fonctionnement du pont ; en outre, il ne nécessite l'emploi d'aucune source auxiliaire de fréquence étalonnée. Par contre, la précision de la mesure reste de l'ordre de la précision usuelle des mesures au pont, c'est-à-dire de l'ordre de 0,5 %, et est inférieure à celle des mesures par comparaison à l'oscilloscope.

Comparaisons à l'oscilloscope cathodique. — Dans le cas où l'on dispose d'une source de courant de fréquence étalonnée f_0, on peut mettre en œuvre les propriétés de l'oscilloscope cathodique développées au chapitre I, § E 2°, p. 94 à 103, pour effectuer des comparaisons de fréquences d'une grande précision. Cette application remarquable est un des rares cas où l'oscilloscope peut être utilisé pour des mesures de haute précision.

— La source dont on veut mesurer la fréquence f est connectée à l'entrée de l'amplificateur commandant l'une des paires de plaques déviatrices d'un oscilloscope cathodique, par exemple celles qui donnent la déviation verticale.

La source étalonnée, de fréquence f_0 que nous supposons tout d'abord variable, est connectée sur l'autre paire de plaques (fig. *III-24*).

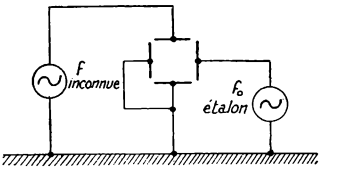


FIG. III-24.

— Tant que les fréquences f et f_0 sont quelconques, on obtient sur l'écran de l'oscilloscope une figure perpétuellement déformée formant une tâche lumineuse illisible.

Mais, en réglant soigneusement la fréquence étalonnée f_0, on peut trouver des valeurs pour lesquelles on obtient sur l'écran une figure de Lissajous stable.

Nous savons que, à ce moment, les fréquences f et f_0 sont dans un rapport entier simple (chap. I, § E 2°) et que la forme de la figure obtenue permet de déterminer sans indécision la valeur du rapport $\frac{f}{f_0}$.

Dès lors, en faisant varier f_0, on peut trouver dans la gamme de réglage de l'appareil un ou plusieurs points, correspondant aux fréquences multiples ou sous-multiples successives et de *rangs connus* de la fréquence à mesurer et donnant des figures stables. En lisant sur l'étalonnage les valeurs de ces fréquences, on en déduit celle de la fréquence inconnue f.

— En pratique il n'est pas indispensable pour faire la mesure d'immobiliser complètement la figure de Lissajous. Il suffit de régler la fréquence étalon à une valeur f'_0 suffisamment voisine de la fréquence f_0 exacte pour que l'image se déforme assez lentement et soit facilement lisible.

En général, d'ailleurs, on règle f_0 à l'égalité avec f et on obtient une figure simple constituée par une ellipse (fig. *I-86*) ; la fréquence de déformation de l'ellipse est alors :

$$f' = |f_0 - f|$$

et l'erreur de mesure a pour expression :

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{f'}{f_0} = \frac{f'}{f}.$$

— Comme on peut en principe faire f' aussi petit que l'on veut, *la précision de la mesure est a priori illimitée* et d'autant meilleure que f est plus grand.

— Inversement, pour que l'on puisse obtenir et observer commodément une image stable, il faut qu'elle se déforme très lentement, donc que f' ne dépasse pas une certaine valeur f'', par exemple de l'ordre de 1 Hz au maximum. Cette condition impose une stabilité des fréquences f et f_0 et une précision de réglage meilleures que $\frac{f''}{f}$, c'est-à-dire d'autant plus grandes que la fréquence à mesurer est elle-même plus grande. Si l'on admet que f' doit rester de l'ordre du hertz, cette précision doit satisfaire la condition :

$$\frac{\Delta f}{f} < \frac{1}{f}$$

en exprimant f en hertz ; soit donc 10^{-3} pour $f = 1\,000$ Hz, 10^{-5} pour $f = 100\,000$ Hz.

— Il résulte de ces considérations que la comparaison des fréquences à l'oscilloscope cathodique est une *méthode de mesure de très haute précision*, dans laquelle l'*erreur de mesure est pratiquement égale à l'erreur d'étalonnage et de réglage de la fréquence de référence*, mais qui n'est facilement utilisable que si la fréquence à mesurer ne dépasse pas quelques dizaines de milliers de hertz. C'est donc une méthode réservée à la gamme basse fréquence usuelle.

— Dans le cas où les deux fréquences à comparer f et f_0 sont très différentes l'une de l'autre $\left(\text{par exemple } \frac{f}{f_0} > 10 \text{ ou } \frac{f}{f_0} < \frac{1}{10}\right)$ on obtient une figure de Lissajous compliquée et difficile à analyser ; on peut alors faire facilement une erreur grossière en comptant les points de contact de la courbe avec les axes verticaux et horizontaux qui limitent la figure et la méthode simple des figures de Lissajous devient pratiquement inutilisable.

Dans ce cas, il est préférable d'utiliser les dispositifs à balayage elliptique décrits au chapitre I, § E 2°, p. 101, plus particulièrement ceux qui correspondent aux diagrammes circulaires des figures *I-94* et *I-95*. Pour les obtenir, il suffit de réaliser le balayage circulaire avec la source de fréquence inférieure f ou f_0 et de moduler avec la source de fréquence supérieure la tension du cylindre de Wehnelt ou de l'anode.

On peut également, si l'on dispose d'une source étalon couvrant une gamme suffisante, repérer les fréquences successives pour lesquelles on obtient les figures de Lissajous et en déduire la fréquence f qui est, suivant les cas, soit le plus grand commun diviseur, soit le plus petit commun multiple des fréquences repérées.

Fréquencemètres à résonance. — Dans la gamme des fréquences radioélectriques on utilise couramment des ondemètres à résonance utilisant les propriétés sélectives d'un circuit oscillant (chap. VII, § C, 2°) et fournissant, par simple lecture sur un étalonnage de la fréquence de résonance, la valeur de la fréquence d'une source quelconque.

Cette solution simple et pratique n'est pas utilisable dans la gamme des basses fréquences en raison des faibles valeurs du facteur de qualité des bobines réalisables dans cette gamme et de la faible acuité de résonance qui en résulte. De plus, la réalisation de circuits oscillants à accord variable dans la gamme des basses fréquences nécessiterait l'emploi de bobinages et surtout de condensateurs variables volumineux et lourds pratiquement inutilisables.

— Par contre, on peut obtenir des effets de résonance très nets, même pour des fréquences basses (50 Hz par exemple) en utilisant des *résonateurs mécaniques* qui, dans cette gamme de fréquence, présentent des amortissements extrêmement faibles et peuvent être réalisés sous des formes simples de dimensions réduites.

Les dispositifs les plus couramment utilisés sont :

Les fréquencemètres à lames vibrantes constitués par un jeu de lames vibrantes, accordées respectivement sur diverses *fréquences étalonnées*, échelonnées dans une gamme déterminée, et excitées toutes ensemble par un bobinage unique alimenté par le courant dont on veut mesurer la fréquence. Celle-ci est lue directement sur le cadran de l'appareil en regard de la lame dont l'amplitude de vibration est la plus grande. Ce type de fréquencemètre est d'un usage courant pour la mesure des fréquences industrielles (de l'ordre de 50 Hz) et donne une précision de l'ordre de 1 % ; il est encore utilisable dans la gamme des fréquences musicales inférieures jusqu'à quelques centaines de hertz. Au-delà les dimensions des lames et l'amplitude de leurs vibrations deviennent insuffisantes pour permettre une réalisation pratique et une observation facile.

Les résonateurs à quartz, dans lesquels l'organe résonnant est constitué par un cristal de quartz piézoélectrique accordé mécaniquement sur la fréquence à mesurer. La résonance peut être mise directement en évidence en utilisant un dispositif du genre du quartz lumineux de Giebe et Scheibe que nous examinerons plus loin (chap. VII, § C 8°) ; on peut également utiliser le quartz pour synchroniser un oscillateur fonctionnant comme source de référence à fréquence fixe étalonnée pour les comparaisons à l'oscilloscope cathodique suivant l'une des méthodes détaillées plus haut. Le plus souvent le quartz est incorporé, aux lieu et place d'un résonateur électrique, dans un réseau fonctionnant en filtre électrique à bande très étroite et présentant des caractéristiques pratiques comparables à celles d'un circuit oscillant de très haute qualité de fréquence propre étalonnée. Les mesures de fréquence s'effectuent alors, comme

dans le cas d'un ondemètre à résonance à accord fixe, en accordant la fréquence de la source au maximum de vibrations du quartz mis en évidence par la déviation d'un indicateur électrique quelconque.

Les résonateurs à quartz sont surtout utilisés en haute fréquence et leur emploi en basse fréquence est en général limité à la partie supérieure de la gamme (quelques dizaines de milliers de hertz). La précision des mesures peut atteindre 10^{-5} et même 10^{-6}.

Les diapasons qui sont utilisés aux lieu et place du quartz pour les fréquences inférieures de la gamme (quelques centaines ou quelques milliers de hertz). L'organe fondamental est constitué par un diapason classique à deux branches taillé dans un métal magnétique ; l'excitation est produite par un petit électro-aimant traversé par le courant à étudier et placé à proximité de l'une des branches du diapason ; les vibrations et la résonance sont contrôlées à l'aide d'un autre électro-aimant polarisé, disposé à proximité de l'autre branche et fonctionnant en microphone magnétique.

Cet ensemble peut être utilisé à la façon d'un circuit résonnant en faisant varier la fréquence du courant d'excitation à intensité constante jusqu'à obtenir l'élongation maximum d'un indicateur électrique alimenté par le bobinage secondaire. On peut également provoquer la mise en vibrations spontanées du diapason en connectant respectivement les bobinages des deux électro-aimants dans les circuits de plaque et de grille d'une triode ; on réalise alors un oscillateur à fréquence stabilisée et étalonnée (égale à celle du diapason) utilisable comme source de référence pour les comparaisons à l'oscilloscope cathodique.

La précision des étalons à diapason est en général comprise entre 10^{-4} et 10^{-5} ; elle peut être améliorée en constituant le diapason à l'aide d'un métal à très faible coefficient de température et en le plaçant dans un thermostat.

On a également, dans certains cas, utilisé des barreaux vibrant en demi-onde en oscillations longitudinales et excités par magnétostriction.

— Les résonateurs mécaniques, quels que soient leurs types, ont des *caractéristiques immuables*. Ils constituent essentiellement des *repères fixes de fréquence*, utilisables pour accorder un oscillateur avec une grande précision sur une fréquence connue, mais qui se prêtent mal à la mesure de la fréquence d'une source quelconque.

On peut tourner la difficulté en utilisant un jeu de repère fixes, constitués par exemple par les harmoniques d'un oscillateur à diapason, pour étalonner un générateur ordinaire à variation continue de fréquence, dit *oscillateur d'interpolation*, et utiliser ensuite ce générateur comme source étalon de référence pour mesurer une fréquence quelconque, par exemple par comparaison à l'aide d'un oscilloscope cathodique.

Cette méthode indirecte est relativement compliquée et multiplie les causes d'erreurs ; aussi a-t-on cherché à réaliser des dispositifs à *variation continue de fréquence* présentant des caractéristiques pratiques comparables à celles des ondemètres à résonance en haute fréquence.

Deux solutions ont été plus spécialement appliquées en pratique dans ce but.

a) *Fréquencemètre à changement de fréquence.* — Le courant à la fréquence f à mesurer est utilisé pour *moduler* en amplitude une *source auxiliaire à fréquence réglable* F relativement élevée, par exemple de l'ordre de 50 000 Hz. A la sortie du tube modulateur on dispose d'un mélange de courants comportant la porteuse de fréquence F et les ondes latérales de modulation de fréquences $F - f$ et

$F + f$. Un dispositif sélecteur convenable élimine la porteuse et laisse passer les ondes latérales ; les courants correspondant à ces dernières sont enfin envoyés dans un *filtre à quartz à bande passante très étroite*, accordé sur une *fréquence fixe* F_0 de l'ordre de F, et suivi d'un voltmètre quelconque de sensibilité appropriée. L'ensemble se présente sous l'aspect schématique de la figure *III-25*. Son fonctionnement est le suivant.

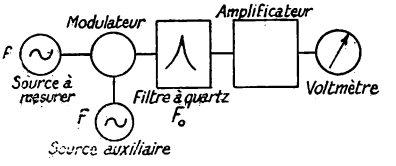


FIG. III-25.

L'oscillateur auxiliaire est prévu et réglé pour couvrir d'une façon continue une gamme de fréquence allant de F_0 à une valeur F_1, par exemple inférieure à F_0.

En l'absence de la source extérieure de fréquence f, le modulateur fournit seulement un courant non modulé de fréquence F, qui est arrêté par le dispositif sélecteur, et le voltmètre de sortie ne dévie pas.

Si l'on fait agir la source extérieure, on fait apparaître les ondes latérales et on trouve en particulier à l'entrée du filtre à quartz la composante de fréquence $F + f$.

Si on règle F a une valeur F' telle que l'on ait :

$$F' + f = F_0 \tag{7}$$

l'onde latérale supérieure se trouve précisément accordée sur le filtre et le voltmètre dévie ; l'onde latérale inférieure, de fréquence $(F_0 - 2f)$ est sans action dès que $2f$ est supérieur à la bande passante du filtre, ce qui est pratiquement réalisé pour toutes les fréquences usuelles puisqu'on utilise un filtre très sélectif.

Si l'on fait varier F de part et d'autre de F', la fréquence de l'onde latérale varie de part et d'autre de F_0 et la déviation du voltmètre trace une courbe de résonance exactement comme si l'on opérait en faisant varier la fréquence f devant un filtre accordé sur cette fréquence. En particulier, en se réglant exactement au maximum de déviation, on repère avec précision la fréquence F' satisfaisant à la relation (7). On en déduit :

$$f = F_0 - F' = -\Delta F.$$

Dès lors, en étalonnant la source auxiliaire en valeurs de ses variations de fréquence à partir de la fréquence initiale F_0, on obtient un étalonnage à lecture directe de la fréquence inconnue f.

— Cette solution permet donc d'obtenir une variation continue de la fréquence de résonance dans la gamme F_0 F_1. Elle permet en outre de transposer la fréquence de résonance F_0 dans une gamme plus favorable à l'emploi des filtres à quartz à haute sélectivité. Enfin, comme cela a lieu dans les oscillateurs à basse fréquence à interférence, la gamme utile à basse fréquence devient une fraction relativement faible de la gamme à haute fréquence de l'oscillateur auxiliaire. Il devient alors possible de couvrir facilement toute la gamme musicale à l'aide d'un seul condensateur variable de dimensions réduites et d'obtenir, par un choix convenable du profil de ce condensateur, une loi de variation de fréquence quelconque, par exemple une loi logarithmique.

— Par contre, également comme dans le cas des générateurs à interférence, il est nécessaire, avant toute mesure, de vérifier le tarage de la fréquence initiale de l'oscillateur auxiliaire et de l'amener à être exactement égale à F_0 à l'aide d'un

réglage d'appoint spécial ; il faut en outre régler le dispositif éliminateur de la porteuse pour obtenir l'extinction complète de celle-ci.

— Sous réserve de ces opérations préliminaires, qui compliquent leur emploi pratique, les fréquencemètres de ce type se comportent en définitive comme un ondemètre à résonance de haute qualité. La précision est surtout conditionnée par la précision du tarage initial et la stabilité de l'oscillateur auxiliaire ; comme la *largeur de bande*, imposée par le filtre à quartz, est *constante* pour toutes les fréquences, la précision varie avec la fréquence et augmente avec elle. La largeur de bande est en général de quelques hertz.

— Notons enfin que, en maintenant constante l'intensité de la source auxiliaire de fréquence F, les déviations du voltmètre de sortie sont une fonction croissante bien définie du niveau de la source étudiée de fréquence f. Moyennant un étalonnage préalable, l'appareil peut être utilisé comme *voltmètre sélectif* pour mesurer une tension de fréquence connue au milieu d'un mélange quelconque de tensions inutiles. Nous retrouverons plus loin une application de cette propriété pour l'analyse harmonique d'une tension (chap. III, § C 4°, p. 243).

— Un exemple de réalisation de ce genre d'appareil est constitué par le « Wave-analyser » ou « Analyseur d'onde » de la General Radio C°.

b) *Fréquencemètre à contre-réaction sélective.* — Une solution toute différente a été proposée par Black (1) et est schématisée sur la figure *III-26.*

La source dont on veut mesurer la fréquence est connectée à l'entrée d'un amplificateur apériodique, du type à résistances en principe, dont *l'amplification est pratiquement constante* dans toute la gamme de fréquence d'utilisation de l'appareil et qui est suivi d'un indicateur de niveau de sortie V quelconque. Cet amplificateur est muni d'un dispositif de contre-réaction énergique réalisé à l'aide de circuits sélectifs possédant des propriétés comparables à celles d'un circuit antirésonnant de très haute qualité et possédant une fréquence privilégiée pour laquelle la contre-réaction devient rigoureusement nulle.

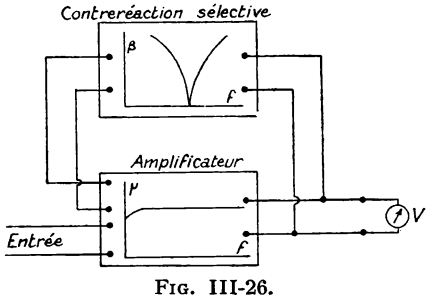


FIG. III-26.

Dans un tel ensemble, l'amplification de l'amplificateur est très fortement réduite par la contre-réaction pour toutes les fréquences, sauf pour la fréquence privilégiée pour laquelle, la contre-réaction devenant nulle, l'amplificateur fonctionne comme s'il n'y avait pas de circuits de contre-réaction et conserve son amplification initiale. On obtient ainsi un fonctionnement global qui rappelle celui d'un circuit résonnant et une courbe de réponse présentant une pointe très aiguë correspondant à la fréquence privilégiée.

La fréquence privilégiée ainsi repérée ne dépendant que des caractéristiques des circuits de contre-réaction et pouvant être étalonnée et réglable, on obtient finalement un dispositif ayant les propriétés d'un ondemètre à résonance couvrant d'une façon continue une gamme de fréquence étalonnée.

— Le réseau de contre-réaction est constitué essentiellement en principe par un pont, de l'un des types utilisés pour les mesures de fréquence, et réglé de façon que l'équilibre se trouve réalisé pour la fréquence privilégiée.

(1) H. S. BLACK, *Stabilized feedback amplifiers.* Elec. Eng., vol. 53, pp. 114-120, january 1934. — Bell. Sys. Tech. Jour., vol. 13, pp. 1-18, january 1934.

On peut utiliser un pont à résonance (fig. *II-24*), mais on peut aussi utiliser un pont de Wien (fig. *II-25*), ou similaire, qui a le gros avantage pratique de ne nécessiter aucune bobine et qui permet, par le simple réglage de quelques résistances variables jumelées mécaniquement, de réaliser les conditions d'équilibre pour une fréquence quelconque de la gamme de fonctionnement de l'appareil.

En utilisant le pont de Wien, le circuit de contre-réaction affecte l'aspect de la figure *III-27 a* et nécessite l'emploi d'un transformateur à écran *T*. Pour

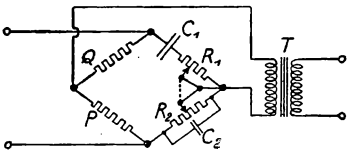


FIG. III-27 *a*.

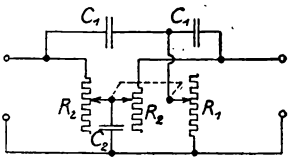


FIG. III-27 *b*.

éviter cet inconvénient et simplifier encore le montage et le réglage de l'appareil, Scott (1) a proposé de remplacer le pont de Wien par le pont en double *T* équivalent (chap. *II*, § B 2°, p. 175) ; le circuit de contre-réaction prend alors la forme de la figure *III-27 b*.

On obtient ainsi un *circuit sélectif*, simple et léger, ayant des propriétés d'ensemble comparables à celles d'un ondemètre à résonance de bonne qualité et dont la fréquence de résonance peut être ajustée à une valeur quelconque dans une gamme très étendue couvrant si on le désire toute la gamme musicale de 10 à 10 000 Hz.

La gamme totale est divisée en plusieurs sous-gammes obtenues par commutations des capacités fixes C_1 et C_2 ; chaque sous-gamme est explorée *d'une façon continue* par le réglage des trois résistances variables R_1 et R_2 *jumelées mécaniquement*. En choisissant en conséquence les lois de variation des résistances, on peut obtenir toute loi de variation en fréquence qu'on désire, en particulier une loi logarithmique.

Comme pour un circuit résonnant et contrairement à ce qui a été dit pour le dispositif précédent à changement de fréquence, la bande passante est ici variable avec la fréquence ; la *précision de réglage* est alors *constante* dans toute la gamme et de l'ordre de *quelques centièmes*.

— Lorsqu'on est exactement à l'accord, la contre-réaction devient nulle et l'amplificateur fonctionne comme s'il était seul ; *son gain est alors constant*.

Cette propriété permet d'utiliser l'appareil comme *voltmètre sélectif* étalonné à toutes fréquences.

— Enfin, en adjoignant à l'ensemble un dispositif de réaction apériodique réglé au voisinage de l'accrochage en l'absence du réseau de contre-réaction l'ensemble oscille spontanément sur la fréquence privilégiée du réseau et l'appareil devient un *générateur* à *basse fréquence réglable* fournissant une *onde sinusoïdale particulièrement pure*.

Fréquencemètres à lecture directe. — On désigne sous ce nom des appareils munis d'un indicateur à aiguille fournissant par lecture directe sur un cadran gradué la valeur de la fréquence du courant incident. En principe ce résultat

(1) H. H. SCOTT, *A New Type of Selective Circuit and Some Applications*. Proceed. I. R. E., vol. 26, february 1938, pp. 226-235.

peut être atteint en mettant en œuvre un effet quelconque fonction de la fréquence ; mais il faut que l'indication de l'aiguille soit *indépendante de l'amplitude* du courant ou de la tension à mesurer. Cette dernière condition soulève une difficulté de réalisation assez sérieuse ; diverses solutions ont été proposées, en particulier les suivantes :

Fréquencemètre de Decaux. — Si une source de courant sinusoïdal de pulsation ω débite dans un ampèremètre A à travers un condensateur C, on mesure un courant d'intensité :

$$I = C\omega U.$$

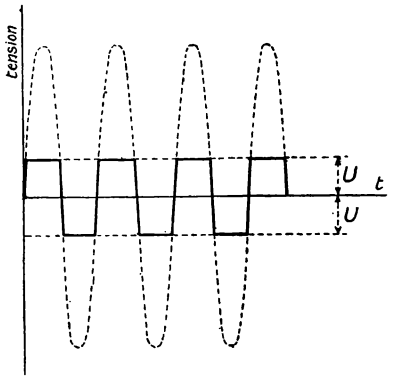


FIG. III-28.

Si l'on maintient constante la tension U, le courant est proportionnel à la fréquence et l'ampèremètre fonctionne en fréquencemètre.

— Plus généralement, si la source utilisée n'est pas sinusoïdale mais fournit à l'entrée du circuit de mesure une tension alternative de forme et de valeur constantes, les courants débités par la composante fondamentale de la tension et par ses harmoniques sont proportionnels à la fréquence fondamentale ; la valeur efficace du courant résultant ou sa valeur moyenne après redressement sont encore proportionnels à la fréquence et l'on peut graduer l'ampèremètre en valeurs de la fréquence.

— Dès lors, la seule condition à satisfaire est de maintenir parfaitement constante la tension d'entrée U. Pour cela la source à mesurer alimente le condensateur à travers un circuit à saturation, jouant le rôle de limiteur de tension, qui transforme la tension d'entrée en *tension carrée* de niveau constant quelles que soient les caractéristiques de la source (fig. *III-28*).

A la sortie du limiteur de tension on connecte le circuit de mesure proprement dit qui comporte (fig. *III-29*) un condensateur C et un ampèremètre sensible A pour courant alternatif. Ce dernier peut être, soit un ampèremètre thermique, soit mieux un ampèremètre à redresseur à oxyde de cuivre ; sa déviation est proportionnelle à la fréquence fondamentale de la source et indépendante de son amplitude.

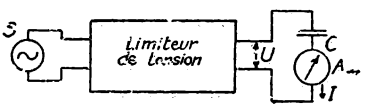


FIG. III-29.

Un même appareil est capable de couvrir une gamme de fréquence très étendue divisée en plusieurs sous-gammes en changeant la valeur de la capacité C, par exemple 20-200, 200-2 000 et 2 000-20 000 Hz.

Fréquencemètre de Vecchiacchi. — Une source de courant continu de tension constante E, de l'ordre de 100 à 150 V, charge un condensateur C à travers un tube L_1 (fig. *III-30*). La décharge du condensateur se fait à travers un autre tube L_2. Enfin un appareil de mesure A à courant continu permet de mesurer la valeur moyenne du courant de charge.

Les deux tubes sont polarisés par des sources P_1 et P_2 de telle sorte que, au repos, les courants anodiques soient nuls. Ils sont en outre commandés

en *opposition de phase* à travers un transformateur T par la source S dont on veut mesurer la fréquence f.

— Pendant une alternance de cette tension, la grille du tube L_1 est, par exemple, positive ; la grille du tube L_2 étant alors négative, tout se passe comme si ce tube n'existait pas et le condensateur se charge à travers L_1 sous la tension E de la source continue. Il absorbe une charge :

$$Q = CE$$

qui traverse l'ampèremètre A.

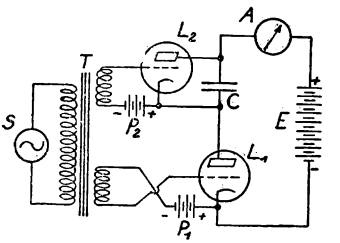


FIG. III-30.

— Pendant l'alternance suivante, la grille du tube L_1 devient négative et la grille du tube L_2 positive. Le condensateur est alors coupé de la source E et se décharge à travers L_2.

— Le cycle complet se reproduisant pour chaque période de la tension d'alimentation, la quantité totale d'électricité qui traverse par seconde l'ampèremètre A, c'est-à-dire l'intensité moyenne du courant de charge, à pour valeur :

$$I = Qf = CEf.$$

Elle est proportionnelle à la fréquence et l'ampèremètre A fonctionne en fréquencemètre.

L'étalonnage de l'appareil ne dépend que des valeurs de E et de C ; il est complètement indépendant de la tension d'entrée fournie par la source à mesurer S.

Fréquencemètre à logomètre. — La source dont on veut mesurer la fréquence alimente en parallèle deux circuits renfermant chacun une impédance $\mathfrak{Z}_1$ et $\mathfrak{Z}_2$, ayant des caractéristiques différentes en fonction de la fréquence (fig. *III-31*).

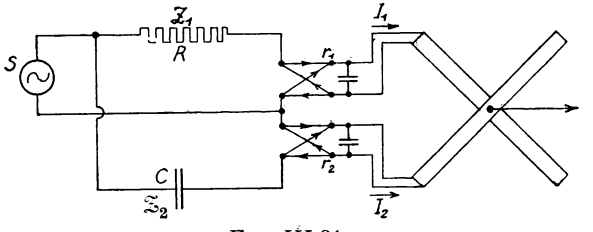


FIG. III-31.

Les courants débités dans chaque circuit sont redressés par des redresseurs quelconques r_1 et r_2, par exemple à oxyde de cuivre, et alimentent respectivement l'un des enroulements d'un logomètre qui mesure le rapport $\frac{I_2}{I_1}$ des deux courants redressés. Puisque les impédances $\mathfrak{Z}_1$ et $\mathfrak{Z}_2$ ont des lois de variations différentes en fonction de la fréquence, le rapport $\frac{I_2}{I_1}$ dépend de la fréquence et le logomètre fonctionne en fréquencemètre.

Si l'on suppose par exemple que $\mathfrak{Z}_1$ est une résistance R et $\mathfrak{Z}_2$ une capacité C, on a :

$$I_1 = \frac{k_1 U}{R}$$

$$I_2 = k_2 C \omega U$$

donc : $$\frac{I_2}{I_1} = \frac{k_2}{k_1} \cdot RC\omega = Kf$$

où k_1, k_2 et K sont des constantes de construction de l'appareil.

La déviation de l'aiguille du logomètre est alors proportionnelle à la fréquence et indépendante de la tension U de la source à mesurer.

— Si l'on veut améliorer la précision des lectures, on peut remplacer la résistance R apériodique par une impédance qui varie avec la fréquence en sens inverse de $Z_2 = \frac{1}{C\omega}$, par exemple par une inductance $Z_1 = L\omega$.

On a alors :

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{k_2}{k_1} LC\omega^2 = hf^2.$$

Mesure de la fréquence de balayage d'un oscilloscope. — Pour certaines applications, il est commode de connaître l'ordre de grandeur de la fréquence de balayage de la base de temps d'un oscilloscope correspondant aux diverses positions des organes de réglage. La mesure peut s'effectuer très simplement dès l'instant où l'on dispose d'une source de tension alternative de fréquence étalonnée et réglable.

On règle les organes de commande de la base de temps sur la position à étalonner et on ajuste l'amplitude du balayage du spot à la valeur normale d'utilisation.

Cela fait, en mettant hors circuit les organes de synchronisation dú balayage, on fait agir à l'entrée de l'amplificateur commandant les plaques de déviation verticale la tension alternative étalonnée. On règle son amplitude ou le gain de l'amplificateur pour avoir la hauteur normale d'image et on ajuste sa fréquence de façon à obtenir sur l'écran une image stable. Il suffit alors de lire la fréquence du générateur et de compter le nombre de périodes de l'oscillogramme qui apparaît sur l'écran pour en déduire la fréquence de balayage de la base de temps. En principe, on s'arrange pour obtenir sur l'écran une période simple et on lit directement la fréquence sur l'étalonnage du générateur.

3° Mesures des déphasages.

En principe, on peut avoir à mesurer des déphasages entre des tensions, entre des courants, ou entre une tension et un courant. En pratique, on transforme les courants en tensions en leur faisant traverser une résistance connue et on effectue presque toujours les mesures de déphasage entre deux tensions.

— De nombreuses solutions sont possibles ; nous nous limiterons dans ce qui suit à l'examen des plus courantes et des plus simples.

Mesures à l'oscilloscope cathodique. — L'oscilloscope cathodique, dont nous avons examiné en détail au chapitre I, § E 2°, p. 92, les principales propriétés et les modes d'utilisation pratique, se prête à de nombreuses combinaisons permettant de faire apparaître et de mesurer un déphasage.

Mesure directe sur les oscillogrammes. — En faisant agir les deux tensions sur un même oscilloscope par l'intermédiaire d'un commutateur électronique (chap. I, § E 3°, p. 103), ou en utilisant un oscilloscope à deux faisceaux indépendants, on peut obtenir sur un même écran les deux courbes représentant en grandeur et en phase les tensions à comparer.

L'examen de l'oscillogramme ainsi obtenu donne immédiatement une idée du déphasage entre les deux tensions.

Pour faire une mesure plus précise, on règle les gains des amplificateurs des deux voies du commutateur électronique de façon à obtenir sur l'écran deux oscillogrammes de *même amplitude* comme l'indique la figure *III-32*.

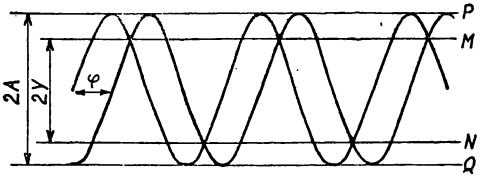


FIG. III-32.

Si les deux tensions sont pratiquement sinusoïdales, les mesures sur un transparent gradué de l'amplitude A des deux courbes et de l'ordonnée Y de leur point de rencontre permettent de calculer le déphasage des deux tensions.

On a en effet au point de croisement des courbes :

$$Y = A \sin \omega t = A \sin (\omega t + \varphi)$$

donc en développant et en remplaçant $\sin \omega t$ par $\frac{Y}{A} = \frac{\overline{MN}}{\overline{PQ}}$

$$\sqrt{\left(\frac{A}{Y}\right)^2 - 1} = \frac{1 - \cos \varphi}{\sin \varphi} = \frac{2 \sin^2 \frac{\varphi}{2}}{2 \sin \frac{\varphi}{2} \cos \frac{\varphi}{2}}$$

soit finalement :

$$\text{(8)} \qquad \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \sqrt{\left(\frac{A}{Y}\right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{\overline{PQ}}{\overline{MN}}\right)^2 - 1}.$$

— Cette méthode permet d'évaluer sans indécisions un *déphasage quelconque entre* — 180° et + 180°, mais la formule 8 n'est applicable que si les tensions étudiées ne s'écartent pas trop de la loi *sinusoïdale.*

— La précision de lecture sur l'oscillogramme des ordonnées A et Y est assez faible ; en outre, si les tensions étudiées sont petites et si l'on est obligé de faire usage d'amplificateurs, le déphasage calculé à partir des oscillogrammes diffère du déphasage vrai entre les tensions d'une quantité égale aux déphasages parasites dans les amplificateurs. Pour ces diverses raisons *la précision de la mesure reste médiocre;* les erreurs peuvent atteindre facilement une dizaine de degrés.

Courbe de Lissajous. — Les deux tensions à comparer attaquent séparément les deux systèmes de plaques déviatrices de l'oscilloscope et le spot décrit une ellipse du type de la figure *I-86* (p. 97). Nous savons que, dans ce cas, le déphasage entre les deux tensions est donné par les relations (24-chap. I) :

$$\sin \varphi = \frac{BB'}{AA'}$$

$$\cos \varphi = \frac{MT}{OA}$$

où AA' représente la hauteur du rectangle exinscrit à l'ellipse et d'axes parallèles aux axes de coordonnées, BB' la hauteur du segment découpé par l'ellipse sur l'axe des ordonnées, et T le point à tangente verticale de l'ellipse.

— Pour relever facilement ces grandeurs, on place sur l'écran un trans-

parent quadrillé parallèle aux axes de balayages du spot (fig. *III-33*) ; on fait agir *successivement* sur l'oscilloscope chacune des deux tensions et on règle leur amplitude, ou le gain de l'amplificateur correspondant, de façon que le pot décrive des segments MM' et AA', *centrés sur le centre O* du transparent et de longueurs respectivement égales à la largeur et à la hauteur normales d'image pour le tube utilisé.

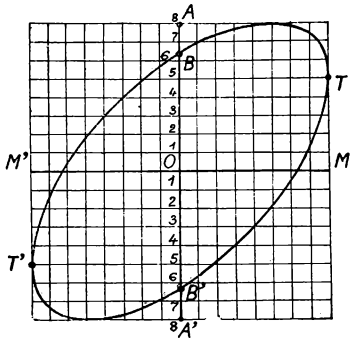


FIG. III-33.

On mesure, par lecture directe sur la graduation du transparent ou à l'aide d'un compas à pointes sèches, la longueur $AA' = 2.0A$. Cela fait, on fait agir simultanément les deux tensions et on mesure sur le transparent ou au compas la longueur BB' interceptée par l'ellipse sur l'axe vertical du transparent passant par le centre O ainsi que la distance MT.

En choisissant l'échelle du quadrillage ou l'amplitude du balayage vertical de façon qu'on ait : $OA = 10$, on lit directement sur le quadrillage les valeurs de $\sin\varphi$ et $\cos\varphi$.

— On peut également obtenir par lecture directe une valeur approchée du déphasage en appliquant sur l'écran un gabarit transparent sur lequel est dessinée une série d'ellipses correspondant à divers angles de déphasage (fig. *III-34*). Il suffit alors de centrer l'ellipse tracée par le spot sur le gabarit et d'interpoler.

— Comme la précédente, cette méthode n'est valable que pour une tension sinusoïdale et rend la mesure tributaire des déphasages parasites dans les amplificateurs ; elle donne une précision assez faible (5 à 10°), surtout pour les déphasages voisins de la quadrature. En outre, elle ne permet de mesurer que des déphasages compris en 0 et 180° car, pour des valeurs supérieures, les ellipses reprennent les mêmes caractéristiques apparentes ; elle laisse donc subsister sur le signe de l'angle une indécision qu'il faut lever dans chaque cas particulier par d'autres considérations.

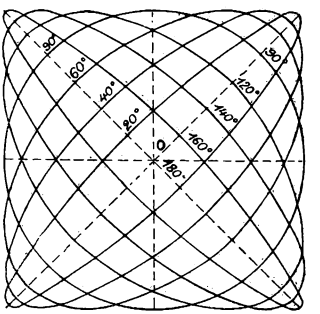


FIG. III-34.

Phasemètre à lecture directe. — Les laboratoires Philips (1) ont proposé un dispositif qui permet, à l'aide d'un oscilloscope cathodique, de mesurer par lecture directe le déphasage entre deux sources.

— L'une des sources, U_1 par exemple, (fig. *III-35*), attaque simultanément les deux systèmes de plaques déviatrices de l'oscilloscope. Un déphaseur, comportant un organe de réglage de l'amplitude, est connecté sur l'un des circuits et permet d'appliquer sur les plaques des tensions égales et en quadrature ; le spot décrit alors un cercle sur l'écran fluorescent.

— L'autre source, U_2, attaque le cylindre de Wehnelt à travers un limiteur de tension, ou écrêteur, comparable à celui qui est utilisé dans le fréquence-

(1) W. NIJENHUIS, Mesure du déphasage à l'aide du tube à rayons cathodiques, *Revue Technique Philips*, tome 5, n° 7, juillet 1940, pp. 206-212.

mètre Decaux (p. 228), et qui alimente le cylindre de Wehnelt sous tension carrée à niveau constant. Celui-ci est en outre polarisé de telle sorte que, pendant l'alternance positive de la tension carrée, c'est-à-dire pendant une demi-période, sa tension conserve la valeur voulue pour que le spot ait son éclat normal, et que, pendant l'autre demi-période, la tension prenne une valeur négative suffisante pour éteindre le spot.

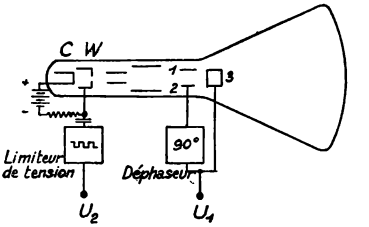


FIG. III-35.

— Dans ces conditions, le spot n'est visible que pendant la demi-période positive de la tension U_2 et il trace sur l'écran, non pas un cercle complet, mais un demi-cercle (fig. *III-36*).

— La position du demi-cercle lumineux étant directement liée à la phase de l'alternance positive de la tension carrée, l'angle que fait avec un diamètre de référence AA' le diamètre BB' défini par les extrémités du demi-cercle est égal, à une constante près, au déphasage φ entre les tensions U_1 et U_2.

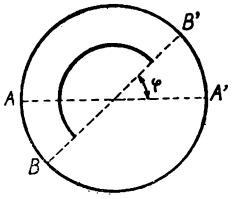


FIG. III-36.

Pour permettre sa mesure facile, on place devant l'écran un curseur transparent orientable sur lequel on a tracé plusieurs circonférences concentriques et plusieurs droites parallèles à un diamètre ; ces lignes facilitent la mise au point du demi-cercle lumineux et le repérage de l'orientation du diamètre des extrémités BB'. Un index, fixé sur le curseur et se déplaçant sur une graduation en degrés disposée autour de l'écran, permet de lire directement les déplacements angulaires de l'équipage.

La mesure comporte alors deux opérations :

a) On alimente le limiteur commandant le cylindre de Wehnelt par la source U_1 constituant la phase origine. Le diamètre des extrémités du demi-cercle vient alors sur le diamètre origine AA' ; on repère sa position angulaire sur la graduation circulaire à l'aide du curseur orientable.

b) On connecte la source U_2 à l'entrée du limiteur et on repère au curseur l'orientation du diamètre BB'.

Le déphasage φ est égal à la différence des lectures.

— On peut aussi constituer la source U_1 par une tension de référence quelconque fournie directement par la source commune qui produit les tensions dont on veut comparer les phases. Il suffit alors d'appliquer successivement en U_2 les diverses tensions à comparer et de lire sur le limbe gradué les rotations du diamètre BB' quand on passe d'une tension à l'autre.

— Ce dispositif permet de mesurer un *déphasage quelconque* entre — 180° et + 180°, et de *suivre facilement les variations de phase*, mêmes rapides, qui peuvent se produire au cours du fonctionnement d'un appareil.

La source U_1 doit être sinusoïdale pour obtenir un diagramme circulaire, mais les tensions appliquées en U_2 peuvent être quelconques.

L'appareil réalisé sur ce principe par les Laboratoires Philips est prévu pour fonctionner dans la gamme de 100 à 100 000 Hz. Sa *précision est de l'ordre de* 2°.

Sur la même idée, on peut encore utiliser la tension U_2 pour créer une surtension brusque et courte (top) de la source alimentant la plaque. On obtient ainsi sur le cercle de référence un crochet radial, jouant le rôle d'un index, et dont la position sur le cercle est fonction de la phase de U_2.

Mesures au voltmètre. — Lorsqu'on ne cherche pas une grande précision on peut effectuer des mesures de déphasage à l'aide d'un simple voltmètre ; les méthodes utilisables découlent directement des propriétés du diagramme des tensions à comparer.

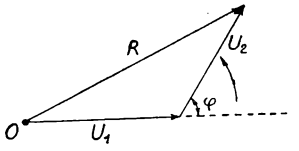


FIG. III-37.

Méthode de la résultante. — Considérons deux tensions de valeurs efficaces U_1 et U_2 et déphasées d'un angle φ ; leur diagramme vectoriel affecte la forme de la figure *III-37*.

La résultante de R a pour valeur :

$$R^2 = U_1^2 + U_2^2 + 2\,U_1\,U_2 \cos\varphi.$$

Si l'on règle les tensions de telle sorte que l'on ait $U_1 = U_2 = U$, il vient :

$$R^2 = 2\,U^2(1 + \cos\varphi)$$

soit : (9)
$$\cos\frac{\varphi}{2} = \frac{R}{2\,U}.$$

Pour faire la mesure de φ, on commence par régler U_1 et U_2 à l'égalité à l'aide d'un affaiblisseur qui règle l'amplitude sans modifier la phase, et d'un voltmètre à grande impédance, par exemple un voltmètre électronique, et on mesure leur valeur commune U. — Cela fait, on connecte les deux tensions en série et on mesure leur résultante R à l'aide du voltmètre. On en déduit φ par la relation (9).

Méthode de la somme et de la différence. — On mesure comme précédemment la résultante R_1 des deux tensions en série ; puis on inverse la phase de l'une des tensions, U_2 par exemple, et on mesure la nouvelle résultante R_2.

On en déduit (fig. *III-38*) :

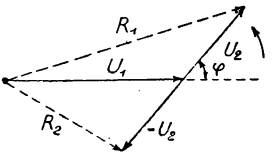


FIG. III-38.

(10)
$$\begin{cases} R_1^2 = U_1^2 + U_2^2 + 2\,U_1\,U_2\cos\varphi \\ R_2^2 = U_1^2 + U_2^2 - 2\,U_1\,U_2\cos\varphi \end{cases}$$

(11)
$$\cos\varphi = \frac{R_1^2 - R_2^2}{4\,U_1\,U_2}.$$

— Dans le cas particulier où l'on fait : $U_1 = U_2 = U$, les relations 10 deviennent :

$$R_1^2 = 2\,U^2(1 + \cos\varphi) = 4\,U^2\cos^2\frac{\varphi}{2}$$

$$R_2^2 = 2\,U^2(1 - \cos\varphi) = 4\,U^2\sin^2\frac{\varphi}{2}$$

d'où l'on tire : (12)
$$\operatorname{tg}\frac{\varphi}{2} = \frac{R_2}{R_1}.$$

— En principe la mesure peut s'effectuer par la relation 11 en utilisant des valeurs relatives quelconques de U_1 et U_2.

En pratique, comme dans le cas précédent, il est commode de faire $U_2 = U_1$ de façon à se placer dans les conditions de meilleure précision et à utiliser la relation 12 qui a l'avantage de s'exprimer par un rapport de deux tensions.

— La figure *III-39* donne, à titre d'exemple, un montage indiqué par Mason pour la mesure du déphasage de propagation à travers un appareil quelconque, par exemple une ligne de transmission. Dans ce montage :

A est un affaiblisseur à résistances et à impédance constante qui permet de régler sans variation de phase l'amplitude de la tension de référence U_1'.

R et R' sont deux résistances respectivement égales aux impédances des enroulements du transformateur T.

T est un transformateur différentiel qui permet de réaliser la somme et la différence des tensions U_1 et U_2 à comparer.

V est un ensemble amplificateur détecteur fonctionnant en voltmètre.

Pour effectuer la mesure, c'est-à-dire évaluer le déphasage φ entre les tensions U_1 et U_2 aux bornes d'entrée et de sortie de l'appareil à étudier :

a) On place l'inverseur I_1 sur son siège 1 pour isoler la tension de référence (sans modifier la charge de l'affaiblisseur A) et l'inverseur I_2 sur la position 2.

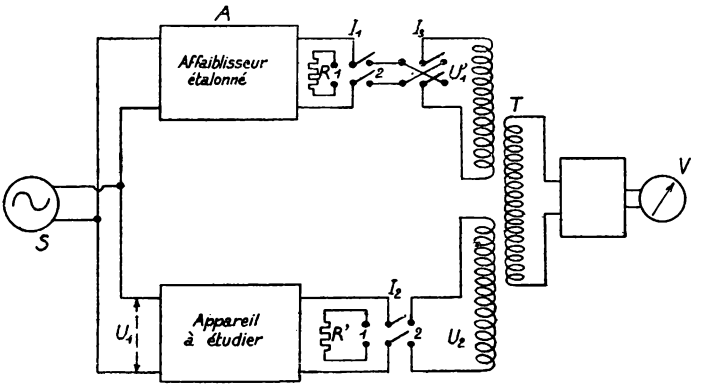


FIG. III-39.

On repère sur V la tension U_2.

b) On place I_2 sur 1 et I_1 sur 2 et on règle l'affaiblisseur A de façon à ramener l'indicateur V sur son repère ($U_1' = U_2$).

c) On place I_1 et I_2 sur leurs positions 2 et on lit sur V les valeurs de R_1 et R_2 pour les deux positions de l'inverseur I_3.

On en déduit $\operatorname{tg}\frac{\varphi}{2}$ par la relation (12).

d) Si l'affaiblisseur A est étalonné, on lit sur son étalonnage la valeur de l'affaiblissement dans l'appareil étudié.

Avantages et inconvénients. — Les montages utilisant des mesures au voltmètre sur des combinaisons des tensions à comparer ont l'avantage de la simplicité.

Par contre, leur précision est liée à celle de l'étalonnage du voltmètre utilisé et reste faible.

En outre des causes d'erreurs systématiques difficiles à chiffrer se superposent aux erreurs de mesures, en particulier les suivantes :

a) Les indications du voltmètre sont perturbées par la présence des harmoniques ; la perturbation est fonction du niveau des harmoniques et du type de voltmètre utilisé (voltmètre électronique, à valve, à redresseur, etc).

b) Dans le cas d'un montage différentiel du type représenté sur la figure *III-*

39, le résultat de la mesure intègre les déphasages parasites qui peuvent se produire dans les circuits de référence, en particulier dans le transformateur T.

c) Le déphasage φ étant donné par un carré, la mesure ne fournit pas le signe. Pour préciser si l'on a affaire à un retard ou à une avance de phase il faut utiliser un artifice auxiliaire.

On peut, par exemple, produire sur l'une des tensions, soit U_2, une variation de phase de signe connu et examiner la variation correspondante de la résultante R.

En produisant une avance de phase de U_2, on obtient une diminution de la tension résultante si φ est positif (cas de R_1) et une augmentation si φ est négatif (cas de R_2).

Méthode de comparaison. *Principe.* — Les deux tensions à comparer sont comparées successivement à une même tension auxiliaire, synchrone des deux premières, réglable en amplitude et en phase et jouant le rôle de référence de phase étalonnée.

Dans chaque opération on règle la phase de la tension de référence de façon à l'amener en coïncidence ou en opposition avec celle de la tension analysée et on repère la phase Φ correspondante.

La variation :

$$\varphi = \Phi_1 - \Phi_2$$

dont il a fallu faire varier la phase de la tension de référence en substituant la tension U_2 à la tension U_1 représente la différence de phase entre ces deux tensions.

— Pour fixer les idées, la figure *III-40* donne sous une forme schématique le principe d'un montage utilisant la méthode de comparaison et destiné à mesurer, comme avec le montage de la figure *III-39*, le déphasage de propagation dans un quadripole quelconque.

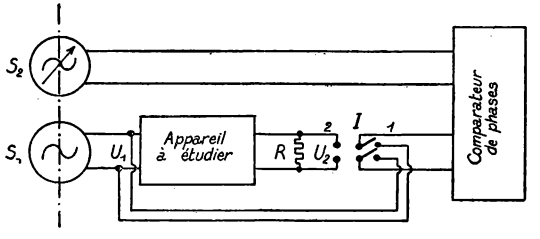


FIG. III-40.

S_1 est la source qui alimente l'appareil à étudier ;

R la résistance de charge normale de cet appareil ;

S_2 une source *synchrone de* S_1, réglable et étalonnée en amplitude et en phase.

Le comparateur de phases est un appareil, dont nous verrons plus loin quelques principes de réalisation, qui permet de repérer avec précision la concordance (ou l'opposition) de phase des tensions fournies par les deux voies du dispositif.

Pour mesurer le déphasage entre les tensions U_2 et U_1 à la sortie et à l'entrée de l'appareil en essai, on opère comme suit :

a) On place l'inverseur I en *1* de façon à connecter sur le comparateur de phases la tension à l'entrée U_1 ; on règle la phase de S_2 de façon à obtenir la concordance de phase avec U_1 et on repère la lecture correspondante sur l'étalonnage de S_2.

b) On place l'inverseur I sur *2* et on repère de la même façon la phase de U_2.

c) La différence des lectures sur l'étalonnage de S_2 fournit le déphasage de U_2 sur U_1 en *grandeur* et en *signe*.

Source auxiliaire S_2 de phase étalonnée. — De nombreuses solutions sont possibles. Nous allons passer rapidement en revue les plus intéressantes.

a) On peut tout d'abord, comme l'indique la figure *III-40*, utiliser une source auxiliaire S_2 indépendante de la source S_1 qui produit les tensions U_1 et U_2, sous la seule réserve qu'elle soit parfaitement synchrone de S_1.

Une solution simple consiste à constituer les deux sources S_1 et S_2 par *deux alternateurs identiques* montés sur le même arbre.

L'alternateur S_1 est normal. L'alternateur S_2 au contraire possède un stator orientable qui peut tourner autour de l'axe de la machine ; un organe muni d'un index indique par lecture directe les variations de phase à partir d'une origine quelconque ; un autre organe permet de faire varier la valeur de la tension aux bornes de la machine.

Cette solution mécanique est de réalisation un peu compliquée, mais de manipulation très simple. Son étalonnage en phase est absolument rigoureux et valable pour toutes les fréquences de fonctionnement de l'alternateur ; enfin elle permet de mesurer en grandeur et en signe des déphasages quelconques entre 0 et 360°.

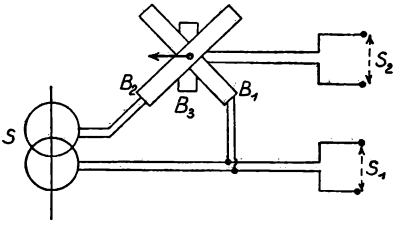


FIG. III-41.

b) On peut obtenir le même résultat à l'aide d'*un seul alternateur* comportant *deux enroulements identiques en quadrature* (fig. *III-41*).

Les deux enroulements attaquent les bobines fixes B_1 et B_2 à angle droit d'un variomètre du type représenté sur la figure *I-119* (p. 122). Une bobine mobile B_3 se déplace dans le champ tournant produit par les bobines fixes et constitue la source S_2 à tension constante et phase réglable et étalonnée.

La source S_1 est constituée par l'un des enroulements de l'alternateur.

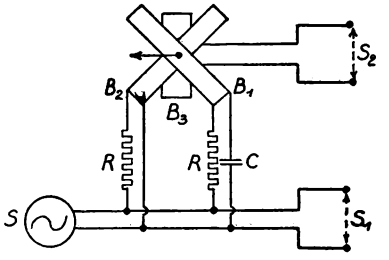


FIG. III-42.

c) Le même résultat final peut encore être obtenu à l'aide d'une *source monophasée unique* S (fig. *III-42*) alimentant simultanément le circuit à étudier et un déphaseur électrique à champ tournant du type de la figure *I-119*. Cependant cette solution nécessite un réglage de la capacité C et des résistances R fonction de la fréquence et, par suite, ne peut être utilisé qu'à la fréquence pour laquelle il a été réglé.

d) Dans le cas où l'on veut éviter la construction d'un variomètre, on peut également utiliser le déphaseur électrique représenté sur la figure *I-124*, page 124 Le montage complet se présente alors sous l'aspect de la figure *III-43*.

Bien que plus souple que le précédent, ce montage est également sous la dépendance de la fréquence et ne peut fonctionner que dans une petite gamme au voisinage de la fréquence f_0 pour laquelle on a réalisé la condition :

$$R = \frac{1}{C\omega_0}.$$

Dans ces conditions, la tension S_2 est en quadrature sur la tension S_1. Théoriquement sa phase peut varier autour de cette valeur de $\pm 90^o$; en fait pour ne pas amener de perturbations dues aux variations de charge en bout de réglage ($R = 0$, C très grand) il est préférable de limiter les variations de phase à des valeurs moindres, par exemple $\pm 45^o$. Comme en pratique l'origine de phase est en général constituée par la source S_1 qui alimente le circuit étudié, il est avantageux de disposer en S_2 d'une tension en phase avec S_1 et variable de $\pm 90^o$ au moins de part et d'autre de cette valeur. On peut y parvenir en mettant en cascade deux déphaseurs du type de la figure *I-124*. La figure *III-47* donne un exemple de réalisation dans lequel la liaison est faite par un tube à grande impédance d'entrée, qui ne charge pas le circuit de sortie du premier déphaseur et fournit un organe de réglage du niveau de la tension de référence.

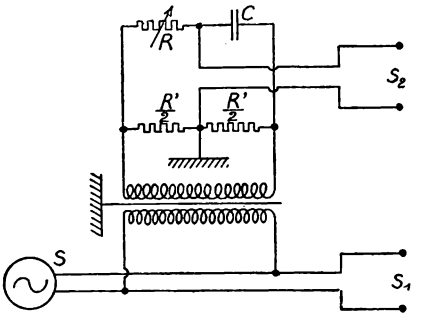


FIG. III-43.

e) Notons enfin, comme dernière solution commode, l'emploi d'une ligne artificielle fermée sur son impédance caractéristique et dont on fait varier la longueur mécaniquement (fig. *III-44*).

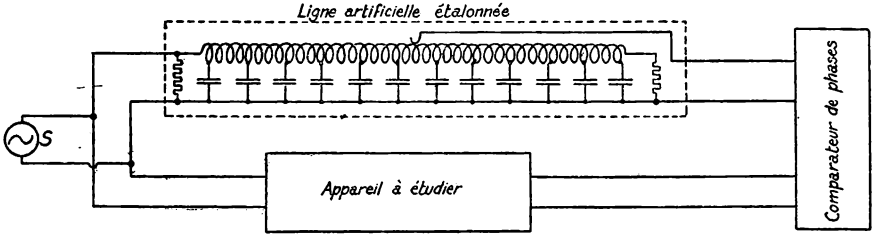


FIG. III-44.

Dans un tel dispositif, le temps de transmission τ est le même pour toutes les fréquences et proportionnel à la longueur de la ligne ; on peut le calculer à partir des caractéristiques des éléments constitutifs de la ligne et étalonner directement le curseur de réglage en valeurs de τ.

Dès lors, en ajustant le curseur pour obtenir la concordance de phase sur le comparateur, on lit directement le temps de transmission T à travers l'appareil en étude ; on en déduit le déphasage :

$$\varphi = \omega \tau.$$

Comparateurs de phases. — Comme un galvanomètre dans une méthode de zéro, le comparateur de phases a pour fonction, non pas de mesurer une différence de phase, mais de déceler son existence ou son absence, c'est-à-dire la concordance de phase des deux tensions U_1 et U_2 à comparer, à 180^o près. Ce n'est pas un phasemètre, mais un appareil de zéro dont on peut concevoir de nombreuses réalisations. Les plus faciles d'emploi avec les moyens usuels sont les suivantes :

a) Les tensions U_1 et U_2 à comparer sont connectées aux plaques déviatrices

d'un *oscilloscope cathodique* pour former une figure de Lissajous. Au moment de la concordance de phase l'ellipse se réduit à une ligne droite ; un léger déphasage à partir de la concordance se traduit, au centre, par un dédoublement de la ligne dû à l'ouverture de l'ellipse et d'observation facile.

La mesure peut se faire pour des valeurs quelconques des tensions U_1 et U_2, mais la précision du repère de phase est maximum lorsque ces deux tensions sont égales, c'est-à-dire la droite inclinée à 45° ; avec les oscilloscopes usuels à spot fin et en poussant le gain des amplificateurs de façon à balayer largement tout l'écran, elle est de l'ordre du degré.

Dans le cas où l'on utilise les amplificateurs de l'oscilloscope, le résultat peut être entaché d'une erreur systématique due aux déphasages parasites des amplificateurs. Il est bon de s'assurer, en croisant les connexions de liaison aux bornes d'entrée, que ces déphasages parasites sont négligeables et, dans le cas contraire, de les évaluer par une étude préalable de l'oscilloscope.

On peut encore opérer dans des conditions identiques pour repérer les phases des tensions U_1 et U_2 de telle sorte que les déphasages parasites restent constants et s'éliminent par différence.

b) En connectant les deux tensions U_1 et U_2 en série aux bornes d'un *voltmètre* quelconque à haute impédance, par exemple un voltmètre à tube, l'indication du voltmètre passe par un *minimum* au moment où les deux tensions sont en opposition. Comme pour la mesure à l'oscilloscope, on peut opérer avec des tensions quelconques, mais la précision du repère est d'autant meilleure que les deux tensions ont des valeurs plus voisines.

c) A la limite, lorsque les deux tensions deviennent égales, le minimum devient nul et la précision maximale.

On arrive ainsi à la *méthode d'opposition* qui, comme toutes les méthodes de zéro est d'une application un peu plus compliquée, puisqu'elle nécessite de régler simultanément la phase et l'amplitude des tensions, mais permet de gagner en précision.

Dans cette méthode, les deux tensions agissent en opposition sur un détecteur de courant quelconque et on règle l'amplitude et la phase de l'une d'elles de façon à éteindre le courant dans le détecteur, comme dans le cas d'un pont.

Le détecteur de courant est identique *a priori* à ceux qui sont utilisés dans les ponts (chap. II, § A, 1°, p. 126). Dans le cas où l'on opère à fréquence musicale la solution la plus simple consiste à employer un écouteur téléphonique, avec ou sans amplificateur. Si l'on opère en fréquence infra-sonore ou ultra-sonore, on peut employer l'oscilloscope cathodique ou un indicateur à aiguille précédé d'un amplificateur sélectif.

Les avantages et inconvénients de ces divers détecteurs sont les mêmes que pour les ponts ; l'emploi du casque téléphonique ou de l'oscilloscope présente en particulier l'avantage de permettre le réglage du zéro sur le terme fondamental seul, donc d'éliminer l'influence perturbatrice des harmoniques qui, avec les autres méthodes, sont susceptibles de fausser gravement les repères de phase.

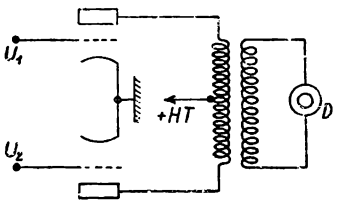


FIG. III-45.

La liaison entre le détecteur et les tensions à comparer peut être faite par un circuit quelconque réalisant la mise en opposition de deux effets liés directement à ces tensions en amplitude et en phase. Une solution simple consiste à faire agir les deux tensions sur les grilles de deux tubes dont les circuits de plaques débitent en

parallèle sur l'indicateur par l'intermédiaire d'un transformateur à trois enroulements (fig. *III-45*). Les deux enroulements primaires sont connectés en oppositions lorsque les tensions sont en phase et en concordance de flux dans le cas contraire.

Lorsque les tensions à comparer sont en phase, on peut remplacer le transformateur par un circuit différentiel à résistances du type de la figure *III-46*. Lorsqu'elles sont en opposition de phase, on peut utiliser un simple tube possédant deux grilles de commande sur lesquelles on fait agir respectivement chacune des deux tensions.

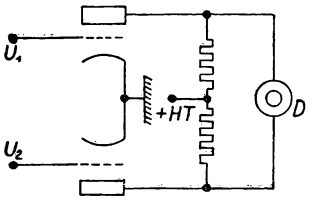


FIG. III-46.

Emploi pratique. — Pour fixer les idées et mettre en évidence certains détails d'application pratique, la figure *III-47* montre un exemple de réalisation utilisable pour l'étude d'un quadripôle quelconque. Ce montage est conforme au principe schématisé par la figure *III-40*, mais il utilise une seule source et la phase de référence est fournie par un ensemble de deux déphaseurs électriques du type de la figure *III-43* montés en cascade pour les raisons indiquées plus haut.

Imaginons que l'appareil étudié produise un affaiblissement de tension ($U_2 < U_1$). Nous examinerons plus loin le cas d'un amplificateur.

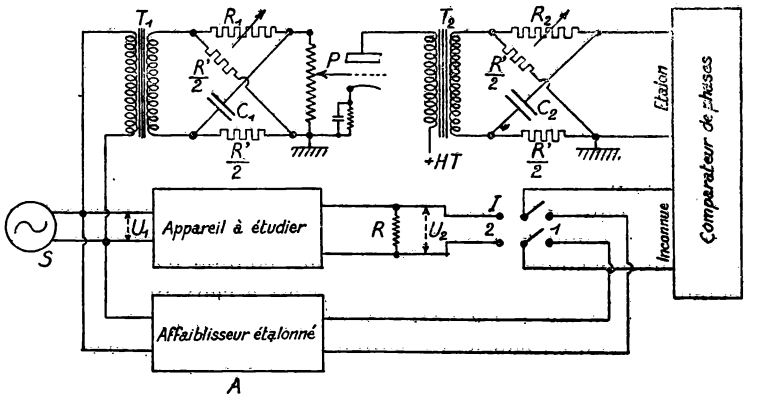


FIG. III-47.

— Quel que soit le type de comparateur de phases utilisé, il y a toujours avantage à comparer des *tensions égales en amplitude*, cette condition devenant une nécessité dans le cas de la méthode d'opposition.

— D'autre part, pour éviter les erreurs provenant de déphasages parasites quelconques dans la chaîne des déphaseurs étalonnés ou dans les circuits du comparateur de phases, il est recommandé de faire travailler ces circuits à *niveaux constants* de telle sorte que ces déphasages restent eux-mêmes constants et s'éliminent par différence entre les deux opérations de la mesure.

— Ces considérations conduisent à maintenir constante l'amplitude de la tension de référence dont on fait seulement varier la phase, et à ramener à égalité les deux tensions à comparer. Il faut bien entendu que ce résultat soit atteint *sans modifier le régime électrique du quadripôle* étudié (ce qui pourrait entraîner des variations du déphasage à mesurer), donc sans modifier la tension U_1 à l'entrée. La solution la plus simple consiste à laisser cette tension constante et

à en utiliser une fraction connue prise sur un *affaiblisseur à impédance d'entrée constante et sans déphasage A*, connecté en parallèle sur l'appareil en essai.

— Les mesures comportent alors les opérations suivantes :

a) Régler l'affaiblisseur A de telle sorte que la tension appliquée à l'entrée « inconnue » du comparateur de phases conserve une valeur constante pour les deux positions de l'inverseur I, en utilisant le comparateur de phases comme voltmètre de comparaison.

b) Choisir les éléments constitutifs des deux déphaseurs de telle sorte que l'on ait, pour la fréquence de travail :

$$R = \frac{1}{C\omega}$$

et établir les connexions des transformateurs T_1 et T_2 pour que la tension de référence soit en phase ou en opposition de phase avec la tension principale U_1 suivant les caractéristiques du comparateur de phases utilisé.

c) Placer l'inverseur I sur sa position 1 ; régler l'amplitude de la tension de référence à l'aide du potentiomètre P et sa phase à l'aide de la résistance R_1 du premier déphaseur pour obtenir le zéro au comparateur de phases. Ce réglage tenant compte des déphasages parasites des circuits, la résistance R_1 trouvée peut être différente de la valeur théorique $\frac{1}{C_1\omega}$.

d) Placer l'inverseur I sur sa position 2 et ramener le comparateur de phases à zéro en réglant la phase de la tension de référence à l'aide de la résistance R_2 du second déphaseur.

e) La différence de phases entre les tensions U_1 et U_2 est alors, pour des petits déphasages (p. 124) :

$$\varphi \approx -\frac{\Delta R_2}{R_2} \text{ radians.}$$

Leur rapport $\frac{U_1}{U_2}$ est égal à l'affaiblissement de l'affaiblisseur A et est lu directement sur l'étalonnage de l'appareil.

Méthode du changement de fréquence. — Imaginons qu'on veuille mesurer la différence de phase entre deux tensions synchrones, de fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$ quelconque, et de la forme :

$$A \sin(\omega t + \varphi_1)$$
$$B \sin(\omega t + \varphi_2).$$

Appliquons ces deux tensions sur les grilles de commande de deux tubes changeurs de fréquence dont les grilles de modulation sont excitées d'autre part par une *même tension auxiliaire*, de fréquence $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ voisine de la fréquence f, et de la forme :

$$C \sin(\omega_0 t + \varphi_0).$$

A la sortie des deux tubes mélangeurs, on obtient des courants à la fréquence du battement respectivement proportionnels à :

$$AC \cos[(\omega - \omega_0)t + (\varphi_1 - \varphi_0)]$$
$$BC \cos[(\omega - \omega_0)t + (\varphi_2 - \varphi_0)]$$

c'est-à-dire deux courants synchrones, de fréquence $(f - f_0)$, déphasés l'un par rapport à l'autre d'un angle $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$, précisément égal au déphasage des deux tensions initiales, et que l'on peut mesurer par l'une des méthodes indiquées ci-dessus.

— Ce procédé permet de ramener la mesure du déphasage entre deux tensions de *fréquence quelconque* à celle du déphasage entre deux courants de *fréquence fixe,* choisie à volonté dans la gamme des basses fréquences, c'est-à-dire en définitive d'effectuer les mesures de déphasage entre deux tensions quelconques à l'aide d'un seul et même phasemètre réglé au mieux sur une fréquence fixe.

Il est utilisable dans toute la gamme des fréquences *musicales* et *ultra-sonores* et peut servir également aux mesures de déphasage entre deux tensions de *fréquence radioélectrique.*

Phasemètre à lecture directe. — La *Précision Electrique* a réalisé un phasemètre permettant de lire directement sur un indicateur à aiguille la valeur du déphasage entre deux tensions synchrones de fréquence quelconque.

Les deux tensions à comparer sont appliquées respectivement à l'entrée de deux amplificateurs écrêteurs, du type schématisé par la figure III-28, pour la réalisation de courants rectangulaires. Les *courants carrés* obtenus à la sortie de chaque amplificateur sont superposés dans une résistance de charge commune aux bornes de laquelle est connecté un milliampèremètre à redresseur ; la liaison entre le milliampèremètre et la résistance de charge est réalisée à travers un condensateur, qui isole l'indicateur pour la composante continue de la chute de tension dans la résistance, en sorte que la déviation de l'aiguille n'est commandée que par les composantes alternatives de cette tension.

Lorsque les deux tensions à comparer sont en phase, on obtient dans la résistance de charge un courant carré d'amplitude double de celle que donnerait séparément chaque amplificateur et l'indicateur dévie au maximum.

Lorsqu'elles sont en opposition, les courants carrés s'enchevêtrent exactement l'un dans l'autre et le courant dans la résistance de charge reste constant L'indicateur reste alors au zéro.

Pour toute autre relation de phase l'enchevêtrement des deux courants carrés est intermédiaire entre les deux valeurs précédentes et l'aiguille de l'indicateur prend une position qui ne dépend que du déphasage entre les deux tensions. On peut alors graduer directement l'échelle du milliampèremètre en fonction du déphasage et réaliser ainsi un phasemètre à lecture directe.

4° Mesures de la distorsion harmonique.

Définitions. — En pratique, les tensions et courants fournis par les sources usuelles sont périodiques mais ne sont jamais rigoureusement sinusoïdaux. Ils sont alors décomposables en une somme de tensions ou courants sinusoïdaux comprenant : d'une part un terme à la fréquence fondamentale de pulsation ω, d'autre part une suite de termes, dits harmoniques, de pulsations $n\,\omega$ multiples de celle de terme fondamental.

Pour exprimer ce fait on dit qu'il y a *distorsion harmonique* et on évalue la distorsion par l'importance relative des harmoniques et du terme fondamental. La technique de mesure correspondante et la présentation des résultats dépendent des conventions de base et du but poursuivi.

Deux modes opératoires sont habituellement utilisés :

a) Dans le cas d'une distorsion importante ou dans le cas où l'on se propose d'analyser les causes de la distorsion, il est souvent nécessaire de connaître indi-

viduellement l'importance relative de chacun des harmoniques. On effectue alors ce qu'on appelle l'*analyse harmonique* du courant ou de la tension, qui consiste à mesurer séparément la valeur efficace de chaque harmonique. Le résultat de la mesure est une *suite de nombres* qui expriment le rapport de la valeur efficace des harmoniques successifs à la valeur efficace du terme fondamental, appelés *taux partiels d'harmoniques.*

b) Dans le cas usuel le plus fréquent la tension ou le courant étudié s'écarte peu de la loi sinusoïdale et les harmoniques constituent un résidu d'importance faible devant l'amplitude du terme fondamental ; de plus, la composition spectrale de ce résidu n'a le plus souvent qu'un intérêt secondaire. Dans ces conditions, l'analyse harmonique est une complication inutile et on se contente d'évaluer l'importance relative *globale* des harmoniques (ou composantes parasites) par rapport au terme fondamental ou au courant total. Le résultat de la mesure est alors un *nombre unique*, appelé *taux d'harmoniques*, qui exprime le *rapport de la valeur efficace de l'ensemble des harmoniques à la valeur efficace du courant total ou à celle de son terme fondamental.*

— Si l'on considère, par exemple, une tension périodique et si l'on désigne par U_1 la valeur efficace du terme fondamental et par U_2, U_3... U_n les valeurs efficaces des harmoniques de rangs, 2, 3..... n, on a :

$$U_{\text{eff}} \text{ harmoniques} = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \cdots + U_n^2}$$

$$U_{\text{eff}} \text{ tension totale} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \cdots + U_n^2}$$

et l'on peut définir le *taux d'harmoniques* par l'une des deux relations :

$$(13) \qquad \boxed{\begin{aligned} K_1 &= \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \cdots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \cdots + U_n^2}} \\ K_2 &= \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \cdots + U_n^2}}{U_1} \end{aligned}}.$$

— Entre ces deux valeurs existe d'ailleurs la relation simple suivante :

$$(14) \qquad \boxed{K_2 = \frac{K_1}{\sqrt{1 - K_1^2}}}.$$

— Tant que la distorsion reste faible, c'est-à-dire K_1 petit devant l'unité, par exemple inférieur à 30 %, on a pratiquement :

$$K_2 \approx K_1.$$

Par contre, si la distorsion devient importante, les deux définitions conduisent à des résultats différents ($K_2 > K_1$) et il est *indispensable de préciser nettement la définition adoptée.*En pratique, on mesure en général directement K_1 et on *l'évalue en* % ; on peut ensuite en déduire K_2 par la relation 14.

— Les mêmes considérations peuvent être développées à propos d'un courant ou d'un phénomène périodique non sinusoïdal quelconque.

Analyse harmonique. — Il s'agit dans ce cas de mesurer isolément chacun des harmoniques du courant ou de la tension à étudier, y compris le terme fondamental, et d'évaluer pour chaque harmonique sa valeur relative :

$$\frac{U_2}{U_1} \quad \frac{U_3}{U_1} \cdots \frac{U_n}{U_1}.$$

Pour arriver à ce résultat, il suffit en principe de disposer d'un appareil de mesure étalonné sélectif, qui permette d'éliminer pratiquement toutes les composantes autres que celles que l'on veut étudier et de mesurer celle-ci comme si elle était seule.

— En pratique, on utilise en général des appareils désignés sous le nom *d'analyseurs d'onde*, qui reposent sur l'un des principes décrits plus haut et utilisés pour réaliser des fréquencemètres à lectures directes, c'est-à-dire : soit le fréquencemètre à changement de fréquence du type General Radio (p. 224), soit le fréquencemètre à contre-réaction sélective de Scott (p. 226).

Ces deux appareils sont en fait des *voltmètres amplificateurs sélectifs* dont la sensibilité, à l'accord, est pratiquement constante pour toutes les fréquences. Moyennant un étalonnage préalable ils permettent de mesurer successivement et isolément les amplitudes ou valeurs efficaces du terme fondamental et des divers harmoniques d'une tension périodique en les accordant successivement sur les fréquences correspondantes.

— Il est possible également de mesurer les valeurs relatives des divers harmoniques à l'aide d'un voltmètre amplificateur sélectif non étalonné, sous la seule condition qu'il conserve une *sensibilité constante* à toutes fréquences. Dans ce but, il suffit d'intercaler entre la source à analyser et l'amplificateur un affaiblisseur étalonné, à impédance d'entrée constante, de l'un quelconque des types étudiés au chapitre I, § F 2°, p. 104, par exemple un simple potentiomètre gradué. On place l'affaiblisseur au minimum d'affaiblissement (maximum de tension), on accorde l'amplificateur sur l'harmonique » n » à mesurer et on règle son amplification pour amener l'aiguille de l'indicateur de niveau de sortie sur un repère θ. Cela fait, sans changer la sensibilité de l'amplificateur, on l'accorde sur le terme fondamental et on réduit le niveau d'entrée en agissant sur l'affaiblisseur de façon à ramener l'aiguille de l'indicateur sur son repère θ L'affaiblissement lu sur l'affaiblisseur gradué fournit alors par lecture directe la valeur du rapport $\frac{U_n}{U_1}$.

— On peut encore réaliser un analyseur d'onde à l'aide d'un simple électrodynamomètre (par exemple un wattmètre) en envoyant dans l'enroulement inducteur un courant *parfaitement sinusoïdal, d'intensité constante* et connue et de *fréquence réglable*, et en connectant la tension à analyser aux bornes de l'équipage mobile. Tant que les fréquences sont quelconques, le couple moyen est nul et l'aiguille reste au zéro. Lorsque la fréquence du courant inducteur se rapproche de celle d'un harmonique de la tension à étudier, l'aiguille se met à battre lentement avec une fréquence égale à la différence des fréquences des deux courants et l'amplitude des oscillations est proportionnelle à celle de la composante utile de la tension. En réglant la fréquence du courant inducteur de façon à obtenir un battement à cadence très lente on peut lire facilement la valeur de l'élongation maximum et, moyennant un étalonnage préalable, en déduire la valeur efficace de la composante de la tension sur laquelle on a réalisé l'accord.

— Ces divers analyseurs fonctionnant en voltmètres, il est indispensable de prendre les précautions usuelles pour que leur branchement aux bornes du circuit à étudier ne perturbe pas les diverses composantes de la tension, comme nous le préciserons plus loin à propos de la mesure du taux d'harmoniques (p. 252).

Pour analyser un courant, la solution la plus simple consiste à faire passer

ce courant dans une résistance pure et à analyser la différence de potentiel à ses bornes.

Mesure du taux d'harmoniques. Distorsiomètres. — Pour évaluer le taux d'harmoniques on peut mesurer à l'aide d'un analyseur d'onde les divers harmoniques de la tension ou du courant à étudier et calculer la valeur du taux d'harmoniques par l'une des relations (13).

— Cette façon d'opérer est longue et, dans le cas où l'on ne cherche pas à connaître les valeurs relatives des divers harmoniques, il est plus avantageux de recourir à une méthode qui permette de mesurer globalement tous les harmoniques et de déterminer directement une valeur du taux d'harmoniques.

En principe on opère sur une *tension* et on met en œuvre un circuit sélectif qui élimine *complètement* le terme fondamental et transmet *fidèlement* tous les harmoniques. A l'aide d'un *voltmètre quadratique* on mesure alors la valeur efficace des harmoniques seuls (après le filtre) et la valeur efficace de la tension totale (avant le filtre) ; le rapport des deux indications donne la valeur du taux d'harmoniques K_1.

Les divers dispositifs utilisés, désignés sous le nom de « *distorsiomètre* », diffèrent les uns des autres simplement par les caractéristiques du circuit sélectif mis en œuvre. Les plus courants sont les suivants :

Pont à résonance (Pont de Belfis). — La tension à étudier est appliquée sur la diagonale « source » d'un pont à résonance (chap. II, § A 2°, p. 149, figure *II-24*) shuntée par une résistance potentiométrique R ou un affaiblisseur quelconque gradué et à impédance d'entrée constante (fig. *III-48*). Les bras résistants du pont sont en général constitués par trois résistances égales R_1 de l'ordre de quelques centaines d'ohms au maximum (le plus souvent 100 Ω) ; le bras sélectif comporte une inductance fixe L, une capacité réglable C et une résistance variable R_2.

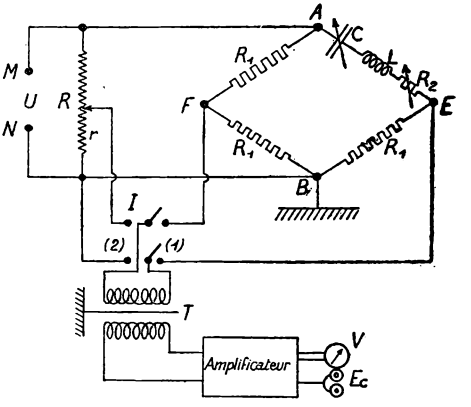


FIG. III-48.

Un amplificateur *apériodique*, suivi d'un *voltmètre quadratique* V repérant la *valeur efficace* de la tension à l'entrée, peut être branché, par l'intermédiaire du transformateur à écran T et de l'inverseur I, soit sur la diagonale détecteur du pont (position 1), soit sur une fraction réglable r du potentiomètre R (position 2).

Cet amplificateur est choisi de façon à avoir une courbe de réponse pratiquement droite dans toute la gamme de fréquence correspondant aux harmoniques de la tension à étudier. Son impédance d'entrée est, par principe, grande devant R_1 de façon que sa mise en circuit ne perturbe pas les courants circulant dans le pont.

— On commence par placer le commutateur I sur sa position 1 et on règle R_2 et C de façon à réaliser l'*équilibre du pont pour la composante fondamentale* de la tension U. Si celle-ci était rigoureusement sinusoïdale, on obtiendrait un zéro parfait et la déviation du voltmètre V deviendrait nulle. Mais comme U n'est pas rigoureusement sinusoïdal il reste un résidu constitué par les harmoniques

seuls et le voltmètre V dévie. On réalise alors l'équilibre à l'extinction du terme fondamental repéré à l'aide d'un écouteur téléphonique E_c ou par le minimum de déviation de V.

— Quand l'équilibre est réalisé pour la composante fondamentale de pulsation ω_0 on a dans la branche sélective :

$$LC\omega_0^2 = 1 \qquad \text{ou} \qquad L\omega_0 = \frac{1}{C\omega_0}.$$

Pour un harmonique de rang « n ». la réactance de la branche sélective a pour valeur :

$$X = nL\omega_0 - \frac{1}{nC\omega_0} = nL\omega_0\left(1 - \frac{1}{n^2}\right)$$

elle est d'autant plus grande que le rang de l'harmonique est lui-même plus élevé.

Cela étant, si l'on choisit L assez grand pour que, pour le second harmonique ($n = 2$), la réactance X soit grande devant la valeur commune des trois résistances R_1, soit :

$$2L\omega_0\left(1 - \frac{1}{4}\right) = \frac{3}{2}L\omega_0 >>> R_1 \tag{15}$$

la valeur de X se trouve *a fortiori* très grande devant R_1 pour les harmoniques supérieurs. Dès lors, pour tous les harmoniques, le point E se trouve sensiblement au potentiel du point B (masse) et la valeur efficace de la tension U_1 appliquée à l'entrée de l'amplificateur est égale pratiquement à la moitié de la valeur efficace des harmoniques de la tension à étudier U. On règle alors l'amplificateur pour que l'aiguille du voltmètre V prenne une certaine position θ qui repère ainsi la tension efficace :

$$U_1 = \frac{1}{2}U_{\text{eff}} \text{ harmoniques.}$$

— On place ensuite l'inverseur I sur sa position 2, ce qui a pour effet de connecter à l'entrée de l'amplificateur une tension :

$$U_2 = \frac{r}{R}U_{\text{eff}} \text{ total.}$$

Sans modifier les réglages de l'amplificateur, on règle la tension U_2 en déplaçant le curseur du potentiomètre R de façon à ramener la déviation du voltmètre V sur le repère θ défini dans la première opération. On a alors :

$$U_2 = U_1$$

soit :

$$\frac{1}{2}U_{\text{eff}} \text{ harmoniques} = \frac{r}{R}U_{\text{eff}} \text{ total.}$$

On en déduit :

$$K_1 = \frac{U_{\text{eff}} \text{ harmoniques}}{U_{\text{eff}} \text{ total}} = 2\frac{r}{R}$$

et, si on le désire, la valeur de K_2 liée à K_1 par la relation 14. On peut encore graduer directement le potentiomètre R en valeurs de K_1 ou de K_2 et effectuer la mesure du taux d'harmoniques par lecture directe.

— L'emploi d'un pont comme organe de filtrage entre le terme fondamental et les harmoniques présente deux avantages appréciables :

a) il permet l'*élimination rigoureuse et complète du terme fondamental* et par suite une mesure correcte des harmoniques, même si leur niveau est très faible ;

b) il permet de *faire varier à volonté la fréquence* d'équilibre, donc d'analyser une tension de fréquence quelconque.

— Par contre il présente en pratique quelques difficultés qu'il faut avoir toujours présentes à l'esprit au cours des applications :

a) Comme pour tous les dispositifs dérivés du pont de Wheatstone, on rencontre tout d'abord la difficulté de montage provenant du fait que les deux diagonales n'ont aucun point commun et ne peuvent être mises toutes deux à la masse. Cette difficulté se complique en outre ici de la nécessité de connecter successivement l'indicateur sur la diagonale « détecteur » $E\,F$ et sur le potentiomètre R connecté aux bornes de la source. Il est alors indispensable d'utiliser une *liaison par transformateur à écran* sur l'une au moins des diagonales et de prendre toutes les précautions de montage et d'équilibrage décrites à propos des ponts (chap. II, § A 1°, p. 132).

Notons enfin qu'il est préférable, dans le cas actuel, comme l'indique la figure *III-48*, de placer le transformateur de liaison sur la diagonale détecteur (à l'entrée de l'amplificateur) pour ne pas introduire sur la ligne de liaison de la source au pont un transformateur susceptible d'introduire des distorsions parasites et de perturber la mesure.

b) Pour les raisons que nous préciserons plus loin, il est nécessaire que l'impédance apparente du pont, prise entre les bornes d'entrée MN, se rapproche le plus possible d'une *résistance pure pratiquement constante* pour le terme fondamental et pour tous ses harmoniques.

Or, pour le terme fondamental, la branche sélective est en résonance et se comporte comme une résistance pure de valeur R_1. L'impédance du pont entre les bornes $A\,B$ est alors égale à :

$$Z_1 = \frac{1}{2} \cdot 2R_1 = R_1.$$

Pour les harmoniques, au contraire, la branche sélective se comporte en principe comme une coupure et l'impédance du pont devient :

$$Z_2 = 2R_1 = 2Z_1.$$

Ainsi, l'impédance du pont proprement dit est deux fois plus grande pour les harmoniques que pour le terme fondamental. Cette différence, provenant du principe même de fonctionnement du circuit, ne peut être éliminée. Pour atténuer son effet sur l'impédance apparente de l'ensemble entre les bornes d'entrées MN on est conduit à choisir R faible ou R_1 grand, de telle sorte que l'on ait :

$$R \ll R_1. \tag{16}$$

— Par ailleurs, pour que le voltmètre V mesure effectivement la valeur efficace des harmoniques en plaçant le commutateur I sur sa position (1), il faut que, pour tous les harmoniques, l'impédance de la branche sélective du pont soit très grande devant R_1. On admet généralement qu'elle doit être au moins égale à 20 R_1 pour l'harmonique 2 de rang le plus bas. La relation (15) donne alors :

$$L\omega_0 \geqslant \frac{40}{3} R_1. \tag{17}$$

Pour satisfaire à cette condition il faudrait connecter dans la branche EA une inductance de valeur aussi grande que possible, sous la seule réserve qu'elle conserve une résistance assez faible pour qu'on puisse réaliser l'équilibre du pont, c'est-à-dire qu'elle ait un facteur de qualité supérieur à $\frac{40}{3} \approx 13$ pour la fréquence fondamentale. En pratique, on est limité dans cette voie par des difficultés de réalisation et l'on est conduit à satisfaire à la condition (17) en diminuant la valeur de R_1.

— En définitive, les conditions à réaliser sont contradictoires et l'on ne peut avoir une impédance d'entrée à la fois grande et constante. *On réalise le plus souvent un compromis en utilisant en R et en R_1 des résistances de l'ordre de* 100 Ω.

c) L'élimination du terme fondamental étant réalisée par l'équilibrage du pont qui nécessite un réglage précis sous la dépendance directe de la fréquence, la méthode que nous venons d'examiner exige que la *fréquence de la source* soit *très stable.* Dans le cas contraire il est difficile de maintenir l'extinction du fondamental et la mesure des harmoniques seuls devient impossible.

d) Dans beaucoup d'appareils alimentés par un réseau alternatif on trouve entre les bornes de sortie, outre les courants à fréquence musicale normaux, des courants parasites à la fréquence du réseau ou de ses premiers harmoniques qu'on désigne sous le nom de « *ronflements* ». Ces courants sont en général faibles devant le terme fondamental du courant musical utile, mais ils sont souvent de l'ordre de grandeur de ses harmoniques. Lorsqu'on fait la mesure de la valeur efficace des harmoniques, après avoir réglé le pont à l'équilibre pour le terme fondamental, leur effet se superpose à celui des harmoniques et l'indication du voltmètre V, donc le résultat de la mesure, peut être complètement faussé. Cet effet est naturellement d'autant plus marqué que la tension analysée est plus pure. Pour l'éliminer, on est conduit à intercaler sur la chaîne des circuits entre la source et le voltmètre, de préférence après le pont à l'entrée de l'amplificateur pour ne pas introduire de distorsions parasites, des filtres passe-haut qui laissent passer le terme fondamental et les harmoniques de la tension à étudier, mais qui arrêtent les ronflements.

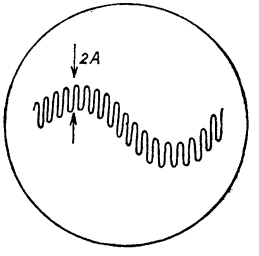


FIG. III-49.

On peut également effectuer la discrimination entre les ronflements et les harmoniques à l'aide d'un *simple oscilloscope,* connecté à la sortie de l'amplificateur et synchronisé sur la fréquence du réseau. On observe alors une image présentant l'aspect de la figure *III-49.* La grande ondulation correspond aux ronflements ; la petite, qui se superpose à la première,correspond aux harmoniques. On peut donc repérer ceux-ci, indépendamment des ronflements, en mesurant l'amplitude 2 A des petites ondulations et utiliser celle-ci comme signal de référence à la sortie aux lieu et place de la déviation du voltmètre V. Il convient cependant de remarquer que la mesure n'est alors qu'une approximation car on compare à la sortie des valeurs de crête et non des valeurs efficaces.

e) Rappelons enfin, comme il a déjà été dit à propos des mesures au pont, qu'il est indispensable d'éliminer avec soin tous les couplages parasites en particulier toute induction directe de la source sur l'inductance L et surtout sur les circuits d'entrée de l'amplificateur.

Pont en T. — Nous avons vu au chapitre II, § B, les grands avantages des ponts en double T ou en T shunté qui, pour les mesures d'impédances, permettent d'éliminer une grande partie des difficultés pratiques rencontrées avec les ponts ordinaires.

Il est possible de bénéficier des mêmes avantages pour les mesures de taux de distorsion en remplaçant le pont à résonance par un pont en T équivalent. La figure *III-50* montre un exemple de réalisation utilisant le pont en T shunté de la figure *II-39*, à la seule différence près que les capacités C_1 et C_2 peuvent avoir des valeurs quelconques au lieu d'être égales comme on l'a supposé *a priori*

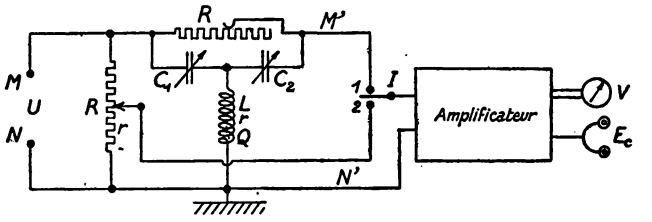


FIG III-50.

au chap. II. — Pour en faire un pont de mesure du taux d'harmoniques, il suffit de connecter aux bornes de la source à analyser un potentiomètre réducteur étalonné R/r ou un affaiblisseur étalonné quelconque à impédance d'entrée constante et de disposer d'un amplificateur suivi d'un voltmètre quadratique V que l'on peut connecter, à l'aide d'un inverseur I, soit à la sortie du pont, soit sur le potentiomètre.

— L'impédance de transfert de la cellule en T « $L\,C_1\,C_2$ » (chap. II, § B 1°, p. 167) a pour expression :

$$\mathfrak{Z}_1 = -\,\mathrm{j}\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}\right)\frac{1}{\omega} - \frac{1}{L\,C_1\,C_2\,\omega^3\left(\dfrac{r}{L\,\omega}+\mathrm{j}\right)}$$

elle est donc de la forme :

$$\mathfrak{Z}_1 = R' + \mathrm{j}\left(L'\,\omega - \frac{1}{C'\,\omega}\right)$$

avec :

$$\begin{cases} R' = -\dfrac{r}{L^2\,C_1\,C_2\,\omega^4\left[1+\left(\dfrac{r}{L\,\omega}\right)^2\right]} \\ L' = \dfrac{r}{L\,C_1\,C_2\,\omega^4\left[1+\left(\dfrac{r}{L\,\omega}\right)^2\right]} \\ C' = \dfrac{C_1\,C_2}{C_1+C_2}. \end{cases}$$

— De même, l'impédance de transfert de la résistance shunt R se réduit à

$$\mathfrak{Z}_2 = R.$$

— Les conditions d'équilibre du pont s'écrivent alors (relation 23, chap. II, p. 167).

$$\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2 = 0.$$

Soit :

$$(18)\qquad \begin{cases} 1 = \dfrac{1}{L'C'\omega^2} = L(C_1 + C_2)\omega^2\left[1 + \left(\dfrac{r}{L\omega}\right)^2\right] \\ R = r\left[2 + \dfrac{C_1}{C_2} + \dfrac{C_2}{C_1}\right]\left[1 + \left(\dfrac{r}{L\omega}\right)^2\right] \end{cases}$$

— Si l'on réalise ces conditions pour la fréquence fondamentale f_0 de la tension U, la composante fondamentale est complètement éteinte et le voltmètre V, pour la position (1) de l'inverseur I enregistre seulement un résidu dû aux harmoniques.

Une étude plus complète de ce type de circuit (1) montre que, si l'on applique à l'entrée entre les bornes MN une tension d'amplitude U et de fréquence variable, l'amplitude V de la tension entre les bornes de sortie $M'N'$ varie avec la fréquence et le rapport $\dfrac{C_2}{C_1}$ des deux capacités C_2 et C_1 comme l'indiquent les courbes de la figure *III-51* établies pour une bobine L ayant un facteur de qualité $Q = 35$.

On voit que, par un choix convenable du rapport $\dfrac{C_2}{C_1}$, soit $\dfrac{C_2}{C_1} = 10$ dans le cas de la figure, on peut faire en sorte que tous les harmoniques $\left(\dfrac{f}{f_0} = 2, 3, \cdots, n\right)$ soient pratiquement transmis au récepteur sans modification d'amplitude.

Le pont en T se comporte alors comme un *filtre* qui transmet fidèlement tous les harmoniques et éteint *complètement* le terme fondamental.

En plaçant le commutateur I sur la position (1), le voltmètre V mesure alors la valeur efficace des harmoniques et, en le plaçant sur la position (2), on repère directement le taux d'harmoniques :

$$K_1 = \frac{r}{R}.$$

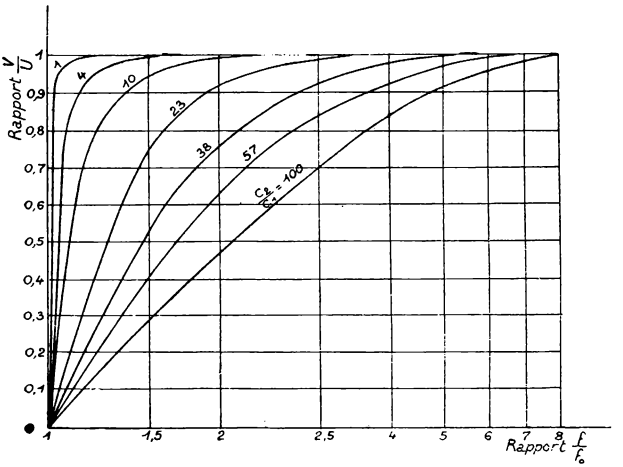


FIG III-51.

— Ce dispositif jouit donc des mêmes propriétés que le pont à résonance et présente les mêmes qualités au point de vue précision et souplesse d'utilisation. Il bénéficie en outre des avantages pratiques des ponts en T en ce qui concerne les facilités de montage et de réglage, ce qui rend possible son emploi pour des fréquences plus élevées au-delà de la gamme musicale. On démontre qu'il est assez facile de satisfaire à la condition de constance de l'impédance apparente d'entrée, mais

(1) Emploi des ponts en T pour la mesure du taux de distorsion hormonique. — E. FROMY. *Revue générale de l'Électricité*, t. LIII, n° 11, nov. 1944.

la valeur de cette impédance reste du même ordre de grandeur que pour un pont à résonance. Par contre, comme le pont à résonance, il n'est utilisable que si la fréquence de la source est très stable et il n'élimine pas les ronflements si on ne place pas à l'entrée de l'amplificateur un filtre passe-haut approprié.

— Notons enfin qu'il est possible d'utiliser dans le même but des circuits en double T, du type de la figure *II-42* (p. 175), qui ne comportent que des résistances et des capacités et éliminent de ce fait les difficultés pratiques résultant de l'emploi d'une bobine (difficultés de construction, couplages inductifs parasites, etc.). Mais, avec ces circuits, la sélectivité est moins bonne et il est difficile de transmettre sans affaiblissement les harmoniques inférieurs.

Filtre passe-haut. — Les deux dispositifs en pont que nous venons d'examiner et tous les dispositifs similaires présentent l'avantage de pouvoir être réglés facilement sur une fréquence quelconque et de permettre une élimination complète de la composante fondamentale. Ils s'imposent de ce fait pour les mesures soignées en laboratoire sur des sources de fréquence stable, à faible distorsion harmonique et dénuées de ronflements.

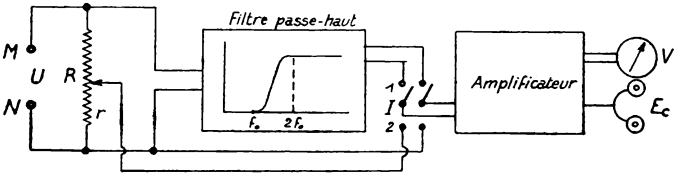


FIG. III-52.

— Par contre leur manipulation est longue et ils deviennent d'une utilisation difficile pour certaines mesures usuelles sur des sources de fréquence instable ou produisant un ronflement appréciable.

— Dans ce cas, il est préférable d'effectuer la séparation du terme fondamental et des harmoniques à l'aide d'un filtre passe-haut dont on place la fréquence de coupure entre la fréquence f_0 du terme fondamental et le fréquence 2 f_0 de son harmonique 2. Le montage affecte alors l'aspect représenté sur la figure *III-52* ; les caractéristiques générales et le mode opératoire rappellent ceux du pont en *T* de la figure *III-50*.

— Ce dispositif a les avantages et inconvénients exactement opposés à ceux des dispositifs en pont précédents.

Le fonctionnement du filtre restant inchangé tant que la fréquence fondamentale reste dans la zone atténuée et la fréquence de l'harmonique 2 dans la bande passante, il n'y a plus de réglage précis sur la fréquence et on peut sans difficulté effectuer la mesure sur une source instable. De même, les ronflements se situant dans la zone atténuée n'interviennent plus. Enfin son utilisation pratique ne comportant aucun accord est particulièrement simple.

— En revanche, si l'on veut un filtrage important, il est à peu près impossible pratiquement de faire varier la fréquence de coupure et le dispositif n'est utilisable que pour une seule fréquence. Son impédance d'entrée varie assez largement avec la fréquence et reste en général de l'ordre de celle des ponts De plus l'extinction du terme fondamental n'est jamais complète ; en utilisant des filtres à plusieurs cellules munies de circuits de blocage sur la fréquence fondamentale, on peut difficilement dépasser des affaiblissements de l'ordre de 60 dB qui suffisent cependant pour les applications courantes.

— Le circuit à filtre passe-haut est donc essentiellement un dispositif simple réservé aux mesures usuelles sur une source à fréquence fixe et ne prétendant pas à une grande précision.

Emploi pratique. — Les divers dispositifs de mesure du taux d'harmoniques que nous venons d'examiner sont en fait des voltmètres sélectifs qui, à l'inverse des voltmètres sélectifs utilisés pour l'analyse harmonique, éliminent la composante fondamentale au lieu de sélectionner une composante de fréquence connue. Lorsqu'on les connecte sur une source ou un circuit quelconque qui entretient entre leurs bornes d'entrée *MN* une différence de potentiel *U*, ils fournissent la valeur du taux d'harmoniques *de cette tension*, c'est-à-dire de celle qui existe entre les points de branchement choisis *après mise en circuit de l'appareil de mesure.* Comme ce dernier a *a priori* une résistance faible, donc se comporte comme un mauvais voltmètre, l'interprétation de la mesure est souvent délicate et il est indispensable d'étudier avec soin au préalable les conditions d'essais.

— Si l'on a affaire à une source puissante et à faible impédance interne, la mise en circuit de l'analyseur ne perturbe pas pratiquement la tension et la mesure du taux d'harmoniques faite sur la tension *U* en charge reste valable pour la tension qui existait au préalable aux bornes de la source.

— Il en est tout autrement si l'on a affaire à une source à grande impédance interne ou si l'on veut analyser la différence de potentiel qui existe entre deux points d'un circuit quelconque. Dans ce cas la tension *U* aux bornes de l'analyseur peut être très différente de la tension initiale et, ce qui est plus grave, les perturbations peuvent être différentes sur les harmoniques et sur le terme fondamental si l'impédance interne varie avec la fréquence. La mesure perd alors toute signification.

Pour éviter cet inconvénient, il faudrait, comme dans le cas d'un voltmètre, utiliser un analyseur à grande résistance, condition contradictoire, nous l'avons vu ci-dessus, avec les principes mêmes mis en œuvre.

— Pour les besoins usuels, heureusement, le problème se trouve simplifié par le fait que les mesures de taux d'harmoniques sont en général limitées à des circuits de transmission destinés à fonctionner en charge sur des résistances pratiquement pures de valeur assez faible, par exemple sur une ligne téléphonique ou à la sortie d'un amplificateur. Dans ce cas, il suffit d'adapter la résistance d'entrée de l'analyseur à la valeur de la résistance de charge normale et de *remplacer* cette résistance par l'analyseur pour que l'appareil fonctionne normalement et que la mesure reprenne un sens bien défini. En général, l'*adaptation* est faite à l'aide d'un *transformateur* de rapport approprié, connecté à l'entrée de l'analyseur et qui ramène sa résistance apparente à la valeur voulue. Bien entendu ce transformateur doit être de *construction très soignée* de façon à transmettre uniformément toutes les composantes de la tension à analyser et à n'introduire aucune distorsion harmonique supplémentaire.

Le plus souvent, dans les appareils usuels, le transformateur est prévu pour ramener l'*impédance d'entrée* à 600 Ω, valeur normale de l'impédance caractéristique des circuits téléphoniques.

Si l'on veut utiliser ces appareils sur des circuits d'impédance de charge plus faible, il suffit de les shunter par une résistance appropriée de telle sorte que l'ensemble ait la valeur voulue. Si l'on veut les utiliser sur des circuits d'impédance plus élevée, il suffit de même de mettre en série une résistance égale à la différence ; dans ce cas, la tension *U* analysée n'est qu'une fraction de la tension totale aux bornes de la résistance de charge, mais elle a rigoureusement la

même composition harmonique *si l'impédance d'entrée de l'analyseur est une résistance pure de valeur constante* pour toutes les composantes de la tension ; la mesure du taux de distorsion est alors valable.

— Ces considérations montrent que, si la condition de résistance élevée n'est pas rédhibitoire, il est indispensable que l'*impédance d'entrée* de l'analyseur soit une *résistance pratiquement pure et constante* pour toutes les fréquences.

— Notons enfin que, dans le cas où l'on voudrait analyser une tension quelconque sans perturber le fonctionnement des circuits correspondants, on peut réaliser un dispositif de mesure du taux d'harmoniques à *impédance d'entrée pratiquement infinie* en utilisant un tube de liaison à couplage cathodique (ou à cathode asservie) comme l'indique la figure *III-53*. On sait que, dans ce montage à *contre-réaction totale*, la tension appliquée sur la grille est reportée *fidèlement* sur la résistance de charge R pourvu que la pente S du tube satisfasse à la condition :

$$\frac{1}{S} <<< R$$

Par exemple, pour un analyseur de résistance d'entrée R égale à 600 Ω, on peut utiliser un tube à grande pente voisine de 10 à 15 mA/V.

— Comme pour l'analyse harmonique, la mesure du taux d'harmoniques d'un courant se fait en pratique en faisant passer ce courant à travers une résistance et en mesurant le taux d'harmoniques de la différence de potentiel à ses bornes, compte tenu des remarques qui précèdent.

Contrôle et étalonnage. — Pour contrôler ou effectuer l'étalonnage d'un distorsiomètre, on peut opérer comme suit : on alimente l'appareil par une source pratiquement sinusoïdale de *tension* et de *fréquence étalonnées et réglables.*

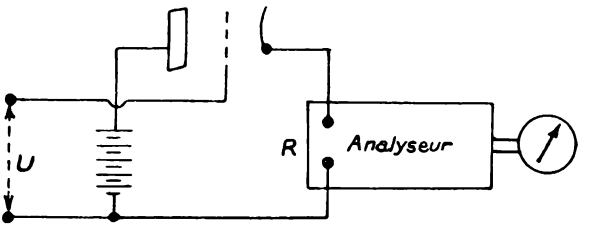


FIG. III-53.

On règle tout d'abord la fréquence à une valeur f égale à la fréquence fondamentale pour laquelle on veut effectuer l'étalonnage, on place le commutateur d'entrée de l'amplificateur sur la position « Pont » (position 1, fig. *III-48*) et on règle le pont à l'extinction. Cela fait, *en laissant le commutateur sur la position « Pont »*, on fait varier la fréquence dans toute la gamme des fréquences harmoniques utiles de f en maintenant la tension à une valeur constante et on contrôle la constance de la courbe de réponse du pont pour les divers harmoniques.

On règle alors à nouveau la fréquence à la valeur f et on ajuste la tension du générateur à une valeur U_0 correspondant à la tension d'attaque usuelle de l'appareil. Puis, après avoir *placé le commutateur sur la position « Potentiomètre »* (position 2, fig. *III-48*), on amène le curseur du potentiomètre sur la position correspondant au taux à étalonner et on ajuste l'amplificateur de façon à amener l'aiguille de l'indicateur V sur son repère θ_0.

Cela fait, *sans changer le réglage de l'amplificateur, on place à nouveau le commutateur sur la position « Pont »*, on ajuste la fréquence à une valeur harmonique *nf* quelconque et on réduit la tension de la source à une nouvelle valeur U telle que l'aiguille de l'indicateur revienne sur sa position repère θ_0.

Le rapport $\frac{U}{U_0}$ représente le rapport de la tension résiduelle U à la tension d'attaque U_0 et doit être égal à la valeur indiquée par l'étalonnage du potentiomètre r/R.

— On peut encore attaquer le distorsiomètre par un signal fictif réalisé à l'aide de deux sources sinusoïdales étalonnées dont l'une est réglée sur la fréquence fondamentale f et l'autre sur une fréquence nf quelconque de la gamme des harmoniques de f ; on ajuste leurs niveaux à des valeurs U_0 et U_n connues telles que le rapport $\frac{U_n}{U_0}$ soit égal au taux d'harmoniques désiré.

Cela fait, on effectue la mesure du taux d'harmoniques comme si l'on avait une source unique de terme fondamental U_0 et d'harmonique U_n. On vérifie que l'indication lue en face du curseur du potentiomètre r/R coïncide avec la valeur du rapport $\frac{U_n}{U_0}$.

Contrôle à l'oscilloscope cathodique. — Dans le cas où l'on ne cherche pas à effectuer l'analyse harmonique ou à mesurer le taux d'harmoniques, on peut à l'aide de l'oscilloscope cathodique apprécier qualitativement la pureté d'une tension périodique.

— La solution la plus simple consiste à appliquer cette tension entre les bornes d'entrées d'un oscilloscope et à relever son oscillogramme normal. Si la tension est pure, la courbe prend l'aspect caractéristique d'une sinusoïde ; dans le cas contraire, la forme de la courbe renseigne sur l'importance et même dans certains cas le rang des harmoniques principaux.

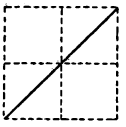


FIG. III-54 *a*.

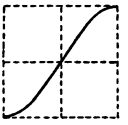


FIG. III-54 *b*.

— On peut également opérer en traçant une courbe de Lissajous qui a l'avantage de fournir une image stable plus facile à analyser.

La tension à étudier U est appliquée sur les plaques de déviation verticale de l'oscilloscope, tandis qu'on applique sur les plaques de déviation horizontale une tension de référence, synchrone de la première et en concordance de phase avec elle, mais pratiquement sinusoïdale.

Si la tension U est elle-même sinusoïdale, on obtient une droite sur l'écran de l'oscilloscope (fig. *III-54 a*) ; dans le cas contraire on obtient une courbe (fig. *III-54 b*) dont les déformations renseignent sur la nature et l'importance des harmoniques prépondérants et sur les causes physiques de la distorsion. Une analyse de cette courbe peut même permettre un calcul approché du taux d'harmoniques.

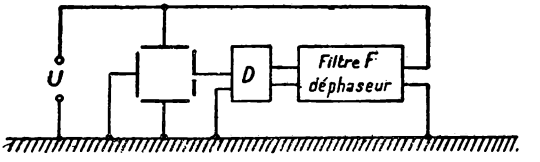


FIG. III-55.

— Il est possible de réaliser simplement la source de tension sinusoïdale synchrone et en phase avec la tension à étudier en la faisant produire par la tension U elle-même à l'aide du dispositif schématisé sur la figure *III-55* et comprenant un filtre passe-bas F suivi d'un déphaseur réglable D d'un des types étudiés au chapitre I, § G 2°, p. 122.

5° Mesures sur les amplificateurs.

Définitions. — Un amplificateur à basse fréquence, quel que soit son type, est en principe un quadripôle qui possède deux bornes d'entrée entre lesquelles on connecte la tension u à amplifier et deux bornes de sortie entre lesquelles on branche l'impédance de charge. Pour les mesures on applique à l'entrée une tension pratiquement sinusoïdale, de niveau et de fréquence réglables, et on connecte entre les bornes de sortie une *résistance pure* R de valeur égale au module de l'impédance de charge normale pour laquelle l'appareil est prévu.

Les propriétés de l'amplificateur sont définies par les caractéristiques de la tension v qui apparaît entre les bornes de la résistance R et par ses relations avec la tension à l'entrée u.

— En pratique on est amené à considérer sept caractéristiques, à savoir :

a) *l'amplification*, mesurée par le rapport des valeurs efficaces de la tension à la sortie et de la tension à l'entrée.

b) *la linéarité* ou *la distorsion en amplitude*, caractérisée par la loi de variation de l'amplification en fonction de l'amplitude du signal amplifié ;

c) *la fidélité* ou *la distorsion en fréquence* (appelée encore, mais improprement, distorsion linéaire) caractérisée par la loi de variation de l'amplification en fonction de la fréquence ;

d) *le déphasage* entre la tension v et la tension u ;

e) *la distorsion harmonique* (appelée aussi, mais improprement, distorsion non linéaire) mesurée par le taux d'harmoniques de la tension à la sortie v lorsque l'amplificateur est attaqué à l'entrée par une tension u pratiquement pure ;

f) *l'intermodulation ;*

g) *les ronflements.*

Mesure de l'amplification. — La tension à l'entrée est fournie par une source sinusoïdale S, de fréquence et de tension réglables (fig. *III-56*), qui débite dans un réducteur potentiométrique P/p, ou un atténuateur quelconque, réglable et étalonné ; la tension réduite, soit dans le cas du potentiomètre :

$$u = \frac{p}{P} U$$

est appliquée entre les bornes d'entrée de l'amplificateur.

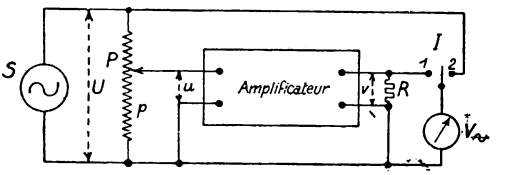


FIG. III-56.

Un voltmètre $V_\sim$ permet, par le jeu de l'inverseur I, de mesurer, soit la valeur efficace de la tension de sortie V de l'amplificateur aux bornes de la résistance de charge R (position 1), soit la valeur efficace de la tension U aux bornes d'entrée du réducteur P/p.

— Pour faire la mesure de l'amplification, on *s'impose a priori la fréquence de travail f et la valeur efficace* V_0 de la tension de sortie, définie par ailleurs par les conditions de travail imposées à l'amplificateur.

— Cela fait, on règle la fréquence de la source S à la valeur f, on place le commutateur I sur sa position 2 et on règle le niveau de la source S de façon à à amener la tension U à la valeur V_0 du niveau de sortie normal, lu sur le voltmètre $V_\sim$.

Enfin, on place l'inverseur I sur sa position 1 et on ajuste le curseur du potentiomètre P/p (ou le réglage de l'affaiblisseur) de façon à ramener l'aiguille du voltmètre $V_\sim$ sur son repère V_0.

La tension à l'entrée, produisant la tension de sortie V_0, est alors :

$$u = \frac{p}{P} U = \frac{p}{P} V_0$$

et l'amplification de l'appareil est mesurée par le rapport :

$$A = \frac{V_0}{u} = \frac{P}{p}.$$

— Si l'on connaît l'impédance d'entrée de l'amplificateur, on peut mesurer de la même façon le *gain* de l'appareil, c'est-à-dire le rapport des *puissances* à la sortie et à l'entrée, exprimé en décibels.

Si le potentiomètre (ou l'affaiblisseur) utilisé est gradué en valeur du rapport A, on obtient la valeur de l'amplification par lecture directe en face de l'index de l'organe de réglage.

Remarque. — Si la distorsion harmonique de la tension de sortie V est faible, le choix du type du voltmètre $V_\sim$ est indifférent. Dans le cas contraire, l'indication de l'appareil dépend du type utilisé et il est préférable d'employer un voltmètre linéaire (par exemple à redresseurs) qui mesure pratiquement la valeur de la composante fondamentale seule.

Mesure de la linéarité. — La linéarité est la qualité d'un récepteur dans lequel le signal à la sortie varie proportionnellement au signal à l'entrée. Le défaut opposé est la *distorsion amplitude-amplitude.* En principe, la mesure consiste à étudier la loi de variation de la valeur efficace de la tension de sortie V, à fréquence constante, en fonction de la valeur efficace de la tension à l'entrée u.

On maintient constantes la fréquence f de la source S et la tension U à ses bornes, mesurée par le voltmètre $V_\sim$ (position 2). Puis, en agissant sur l'organe de réglage de l'affaiblisseur (curseur du potentiomètre p/P) on fait varier la tension à l'entrée :

$$u = \frac{p}{P} U.$$

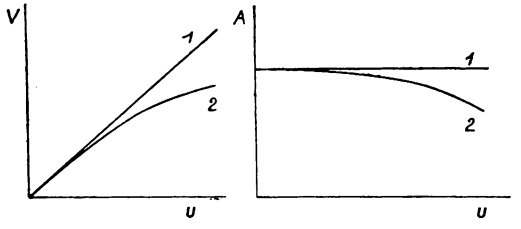


FIG. III-57.

Pour chaque valeur de u, on mesure au voltmètre $V_\sim$ la valeur de la tension de sortie V.

— On peut également mesurer comme il est dit plus haut l'amplification A en opérant à niveau de sortie V_0 progressivement croissant.

— Les résultats peuvent être traduits par des courbes représentant les variatons de V ou de A en fonction de u.

Si l'amplificateur est linéaire, la courbe $V = f(u)$ est une droite et A reste constant (courbes 1 des figures *III-57*) ; dans le cas contraire, les courbes s'incurvent comme il est indiqué en 2 sur les figures.

Mesure de la fidélité. — La fidélité est la qualité d'un récepteur qui définit son aptitude à amplifier également tous les courants de fréquences diverses

comprises dans une bande de fréquence étendue ; le défaut opposé est la *distorsion en fréquence*, qu'on désigne encore sous le nom de distorsion *amplitude-fréquence*.

Ces caractéristiques intéressent exclusivement les amplificateurs apériodiques à très large bande passante qui, seuls en général, sont à considérer en basse fréquence.

Les mesures se ramènent en principe à des mesures d'amplification effectuées pour diverses fréquences réparties dans la gamme de fonctionnement de l'appareil. Mais en pratique elles rencontrent des difficultés d'application liées au choix des niveaux d'entrée et de sortie avec lesquels il convient d'opérer.

— On peut utiliser deux techniques opératoires :

a) mesurer l'amplification ou la tension à l'entrée u comme il est indiqué plus haut, en faisant varier la fréquence de la source S, mais en maintenant constante la tension de sortie V_0 ;

b) maintenir constante au contraire la tension u à l'entrée de l'amplificateur et mesurer pour chaque valeur de la fréquence à l'aide du voltmètre $V\sim$ (position 1) la valeur de la tension V à la sortie.

— Dans le premier cas, on choisit pour valeur constante de la tension à la sortie la valeur V_0 correspondant au niveau normal de sortie. La tension à l'entrée conserve alors une valeur normale dans la région centrale de la bande passante voisine du maximum d'amplification, mais elle croît à mesure que l'amplification diminue. Pour les fréquences voisines des extrémités de la gamme et pour lesquelles l'affaiblissement devient important, on est conduit à utiliser des tensions à l'entrée importantes et à surcharger les étages d'entrée. Dans ces conditions la mesure perd toute signification et doit être arrêtée aux fréquences correspondant à des niveaux d'entrée acceptables. Pour augmenter la gamme d'exploration, il y a lieu de réduire le niveau général, donc de choisir *a priori* pour V_0 une valeur faible.

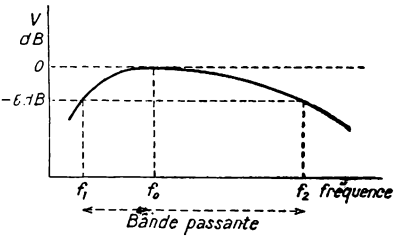


FIG. III-58.

— Dans le second cas, on prend pour valeur constante de la tension à l'entrée une valeur u_0 telle que, pour les fréquences voisines du maximum d'amplification, la tension à la sortie prenne une valeur V_0 suffisamment en dessous de celle qui correspond à la saturation des étages de sortie. Pour les fréquences extrêmes de la bande passante le niveau à la sortie diminue et devient très faible dans les zones de faible amplification. La gamme d'exploration est alors limitée par la sensibilité du voltmètre $V\sim$. Pour l'étendre, on est conduit à choisir pour V_0 la valeur la plus grande possible compatible avec un fonctionnement normal de l'amplificateur ; en général on adopte la valeur qui correspond à la puissance maximale de sortie définie ci-après.

— Si l'amplificateur est linéaire et si les variations de l'amplification restent faibles, les deux modes opératoires sont équivalents en ce sens qu'ils conduisent tous deux à une même *courbe de réponse* qui présente en général l'aspect indiqué sur la figure *III-58*.

— Au contraire, si l'amplificateur n'est pas linéaire dans la gamme des niveaux utilisés, les deux méthodes ne donnent plus des résultats concordants. Lorsqu'on travaille à niveau de sortie constant (première méthode), on est

conduit à faire croître le niveau à l'entrée et à surcharger les étages d'entrée ; il en résulte une diminution parasite de l'amplification d'autant plus importante que la tension à l'entrée est plus forte, donc, en définitive un accroissement fictif apparent de la distorsion en fréquence. Dans ces conditions, la première méthode donne des résultats moins avantageux que la seconde, d'autant plus erronés que les variations d'amplification initiales, donc la distorsion en fréquence, sont plus accentuées. La seconde méthode échappe à cette critique sous réserve que, en aucun cas, la tension de sortie n'atteigne une valeur qui corresponde à une saturation des étages de sortie ; elle fait travailler l'amplificateur dans des conditions de fonctionnement plus voisines de celles qui correspondent au service normal, par exemple à l'amplification d'un courant téléphonique à niveau sensiblement constant et à fréquence quelconque. Par contre, elle donne lieu à des erreurs de mesures importantes lorsque le niveau de sortie devient faible. En principe, si rien ne s'y oppose par ailleurs, *il y aura lieu à la préférer à la première* pour la détermination de la *bande passante* d'un amplificateur apériodique.

— La *courbe de réponse* de l'amplificateur, déduite de ces mesures, est tracée en portant la fréquence en abscisses sur une échelle logarithmique et le signal de sortie en ordonnées sur une échelle linéaire graduée en décibels. Le plus souvent, on prend pour signal de référence à la sortie, soit la valeur correspondant au maximum du signal de sortie, soit la valeur correspondant à une fréquence de référence f_0 donnée, par exemple 1 000 Hz.

On peut alors lire directement sur le diagramme les affaiblissements, exprimés en décibels, résultant d'un défaut de fidélité. On en déduit également la valeur de la *bande passante* de l'amplificateur, mesurée par la différence des deux fréquences extrêmes f_2 et f_1 pour lesquelles l'affaiblissement atteint une valeur donnée, par exemple 6 dB, par rapport au maximum.

— Si l'on a affaire à un amplificateur sélectif, la même technique peut être mise en œuvre pour relever la courbe de sélectivité ; la première méthode donne alors directement par simple différence des ordonnées les affaiblissements évalués en décibels à partir de l'accord. Le problème se pose exactement comme pour la mesure de la sélectivité en haute fréquence (chap. XI, § C 3°).

Mesure du déphasage. — La mesure du déphasage entre la tension de sortie V et la tension d'entrée u d'un amplificateur n'est qu'un cas particulier du pro-

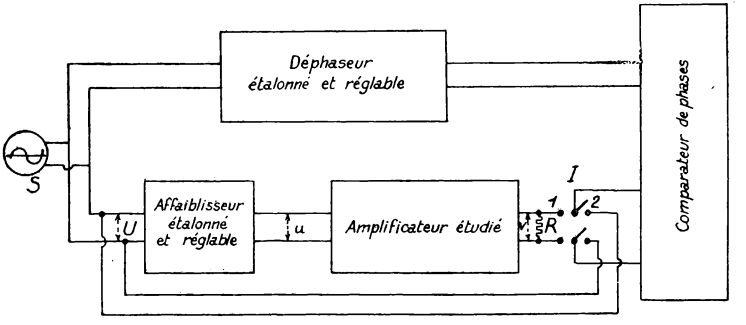


FIG. III-59.

blème général traité au paragraphe 3 ci-dessus et n'introduit aucune difficulté particulière. La seule différence avec le cas schématisé sur la figure *III-47*

(p. 240) réside dans le fait que le quadripôle à étudier est un appareil amplificateur au lieu d'être un appareil atténuateur ; elle entraîne une simple modification de branchement de l'affaiblisseur. Par exemple, en combinant les éléments du montage de la figure *III-56* avec un déphaseur étalonné et réglable, d'un des types étudiés au chapitre I, § G 2°, on obtient le montage de la figure *III-59* qui permet de mesurer simultanément le déphasage de v sur u, comme avec le montage de la figure *III-47*, et l'amplification de l'appareil, comme avec celui de la figure *III-56*.

— Dans le cas particulier où l'on veut mesurer le déphasage de l'amplificateur d'un oscilloscope cathodique on peut opérer plus simplement en utilisant l'oscilloscope lui-même comme appareil de mesure. Supposons, pour fixer les idées, qu'on se propose de mesurer le déphasage de l'amplificateur commandant le balayage vertical. On applique entre les bornes *d'alimentation directe* des plaques de déviation horizontale de l'oscilloscope une tension sinusoïdale U dont on règle l'amplitude pour obtenir sur l'écran un balayage horizontal du spot de largeur normale. Une fraction réglable u de cette tension, prise aux

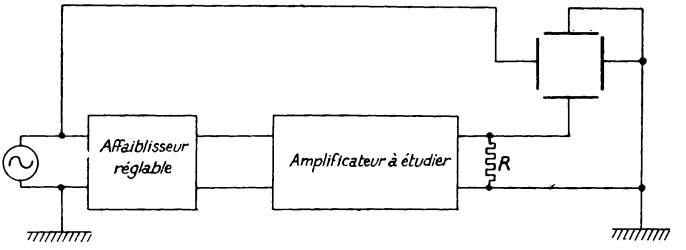


FIG. III-60.

bornes d'un affaiblisseur sans déphasage (fig. *III-60*), est appliquée à l'entrée de l'amplificateur commandant les plaques de balayage vertical et réglée de façon à obtenir la hauteur normale d'image.

Si l'amplificateur n'introduit aucun déphasage, le spot trace sur l'écran une droite inclinée. Dans le cas contraire, il trace une ellipse telle que celle de la figure *III-33* (p. 232) et on calcule facilement le déphasage comme il est indiqué au § 3° ci-dessus.

Mesure de la distorsion harmonique. — La distorsion harmonique dans un amplificateur résulte des déformations apportées au signal dans les divers étages de l'appareil ayant des caractéristiques non linéaires. Elle apparaît *in fine* dans le signal de sortie.

Par définition, la distorsion harmonique d'un amplificateur est évaluée par le taux d'harmoniques du signal de sortie obtenu en appliquant à l'entrée un signal parfaitement sinusoïdal. Pour la mesurer, on fait agir à l'entrée une source de tension *pratiquement sinusoïdale* (taux d'harmoniques inférieur à 1/1 000 ou 0,1 %), *de fréquence très stable* et de tension réglable. On connecte à la sortie une résistance de charge, égale à l'impédance normale de charge de l'appareil, dans laquelle on incorpore, comme il est indiqué au paragraphe 4° ci-dessus (p. 252), un pont de mesure du taux d'harmoniques ou dispositif équivalent. Enfin on branche aux bornes de la résistance R un voltmètre mesurant la *valeur efficace* V de la tension de sortie.

— Cela fait, on règle la tension à l'entrée de façon à amener la tension à la

sortie à une valeur donnée V_0 et on mesure le taux d'harmoniques du signal de sortie correspondant.

On répète l'essai pour des valeurs croissantes de la tension de référence V_0 jusqu'au moment où le taux de distorsion atteint des valeurs prohibitives.

— Cet essai permet de définir la *puissance de sortie maximale* de l'amplificateur égale, par définition, à la puissance de sortie $\left(\frac{V^2}{R}\right)$ pour laquelle le taux de distorsion atteint une valeur donnée, en général 5 ou 10 %.

— Dans le cas où la distorsion harmonique est faible, la mesure peut être gravement faussée par les courants parasites désignés sous le nom de « ronflements ». Dans ce cas, il est indispensable d'éliminer ces courants en mettant en circuit un filtre passe-haut comme il est indiqué au paragraphe 4° ci-dessus (p. 248).

— Si l'on veut rechercher la cause de la distorsion ou en définir avec précision les caractéristiques, on peut remplacer le pont de mesure du taux d'harmoniques par un analyseur d'ondes (§ 4°, p. 243) et effectuer l'analyse spectrale complète des courants parasites.

Mesure de l'intermodulation. — L'intermodulation, comme la distorsion harmonique, est une conséquence d'un défaut de linéarité d'un amplificateur. Elle prend naissance lorsqu'on fait agir *simultanément* à l'entrée de l'amplificateur *deux* signaux sinusoïdaux de fréquences différentes f_1 et f_2, et donne lieu à un phénomène particulièrement net lorsque les deux signaux incidents sont très différents en amplitude et en fréquence.

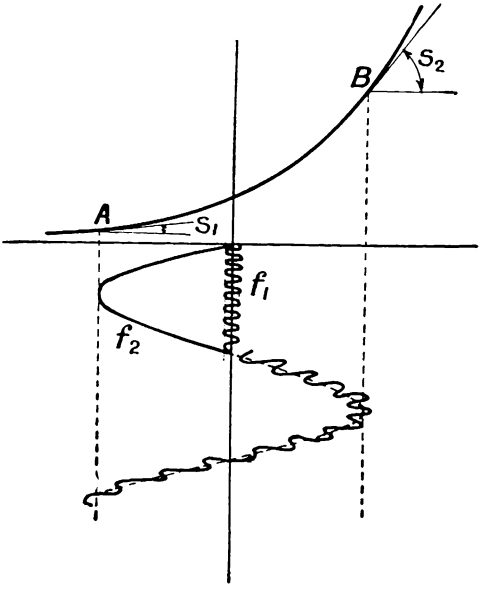


FIG. III-61.

— Considérons un amplificateur dont la courbe de réponse a une forme parabolique, du type représenté sur la figure *III-61*, et faisons agir à l'entrée :

a) un signal faible de fréquence élevée f_1,

b) un signal fort de fréquence faible f_2,

— Les deux signaux se superposent pour donner naissance à un signal de la forme indiquée sur la figure. Dès lors, pour le signal faible de fréquence f_1, le point de fonctionnement se déplace périodiquement entre A et B et la pente, donc, l'amplification, varie périodiquement entre S_1 et S_2 à la fréquence f_2. Autrement dit, le signal faible de fréquence élevée f_1 se trouve modulé en amplitude à la fréquence du signal fort de fréquence inférieure f_2.

En définitive, l'intermodulation se manifeste par l'apparition à la sortie de l'amplificateur, en plus des signaux de fréquences f_1 et f_2 et de leurs harmoniques, d'une série de signaux perturbateurs, appelés *produits d'intermodulation*, et ayant respectivement pour fréquence la somme et la différence des fréquences f_1 et f_2 et de leurs harmoniques.

— Plusieurs méthodes ont été proposées pour caractériser cette distorsion particulière. La plus significative et la plus simple consiste à évaluer le taux de modulation du signal de fréquence élevée f_1.

On fait agir simultanément à l'entrée de l'amplificateur deux signaux pratiquement sinusoïdaux ayant respectivement des fréquences situées aux deux extrémités de la gamme musicale, par exemple $f_1 = 5\,000$ Hz et $f_2 = 71$ Hz. De plus, on règle leurs niveaux de façon que le signal à 71 Hz soit nettement plus fort que le signal à 5 000 Hz par exemple 4 fois.

A la sortie, à l'aide de filtres appropriés, on élimine le signal à 71 Hz et ses harmoniques et on trouve pratiquement le signal à 5 000 Hz modulé à 71 Hz. Les signaux aux fréquences harmoniques de 5 000 Hz sortent de la bande passante du récepteur et sont négligés.

Le *taux d'intermodulation du récepteur* est alors évalué à l'aide d'un modulamètre à double détection (chap. IX- § B 2°- p. 550) mesurant le taux de modulation du signal à 5 000 Hz.

La fréquence inférieure est habituellement fixée à 71 Hz pour éviter, au maximum possible, toutes confusions avec la fréquence du réseau d'alimentation (50 Hz) et ses harmoniques.

Mesure des ronflements. — Les ronflements sont dus aux courants parasites à la fréquence du réseau ou de ses harmoniques provenant des circuits d'alimentation de l'appareil. Pour les mesurer, on met en court-circuit les bornes d'entrée de l'amplificateur et on mesure à l'aide d'un voltmètre connecté aux bornes de la résistance de charge R la puissance de sortie correspondant aux courants parasites : $P = \frac{V_{\text{eff}}^2}{R}$.

On peut les analyser en connectant en parallèle sur R, soit un oscillographe cathodique et un écouteur téléphonique si l'on veut seulement une indication qualitative, soit un analyseur d'onde dans le cas contraire.

6° Mesures des puissances.

Principe. — La mesure des puissances dans la gamme des fréquences musicales ne diffère pas essentiellement *en principe* de la mesure des puissances aux fréquences industrielles et se ramène toujours à l'évaluation du produit $UI \cos \varphi$. Par contre, avec les méthodes usuelles, il est difficile quand la fréquence s'élève d'éliminer les déphasages parasites qui faussent la mesure de l'angle φ ; c'est le cas en particulier avec le wattmètre ordinaire électrodynamique qui reste utilisable pour des courants de quelques centaines de hertz mais dans lequel les causes d'erreur deviennent rapidement prohibitives au-delà de 1 000 Hz du fait de l'impossibilité de conserver une relation de phase convenable entre les deux courants traversant les bobinages.

Au-delà de 1 000 Hz il faut faire appel à des solutions différentes d'ailleurs peu nombreuses et peu précises.

Wattmètre électronique. — Ce wattmètre se compose en principe de deux tubes triodes *identiques*, fonctionnant en classe *AB*, de *caractéristiques* pratiquement *paraboliques* (chap. I, § D, p. 56), et dont les circuits de plaque débitent en *différentiel* dans uu même indicateur à aiguille du type à cadre mobile pour courant continu.

Sur la grille de l'un des tubes on fait agir une tension égale à la somme de deux tensions U_1 et U_2 respectivement proportionnelles au courant débité dans

le circuit étudié et à la tension aux bornes de ce circuit, et en phase avec eux, donc de la forme :

$$u_1 = \alpha U \sin \omega t = U_1 \sin \omega t$$
$$u_2 = \beta I \sin(\omega t + \varphi) = U_2 \sin(\omega t + \varphi).$$

Sur la grille de l'autre tube, on fait agir une tension égale à la différence de ces deux tensions.

La figure *III-62* donne un exemple de réalisation d'un montage permettant d'obtenir pratiquement ces combinaisons.

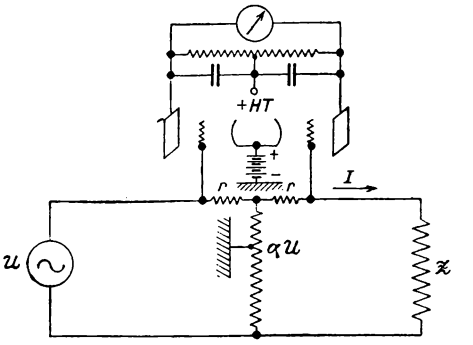


FIG. III-62.

Les courants anodiques moyens des deux tubes ont alors respectivement pour valeurs :

$$I_1 = \frac{1}{2T}\int_0^T A(u_1 + u_2)^2 \, dt = \frac{A}{4}[U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos\varphi]$$
$$I_2 = \frac{1}{2T}\int_0^T A(u_1 - u_2)^2 \, dt = \frac{A}{4}[U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cos\varphi]$$

où A est une constante qui définit les caractéristiques paraboliques des deux tubes.

— La déviation de l'indicateur différentiel, proportionnelle à la différence de ces deux courants moyens, est alors à une constante près :

$$\theta = A U_1 U_2 \cos\varphi = A \alpha \beta U I \cos\varphi$$

c'est-à-dire proportionnelle à la puissance absorbée par le circuit.

Mesure à l'oscilloscope cathodique. — On applique sur les plaques de déviation horizontale, par exemple, une tension proportionnelle à la tension aux bornes du circuit et sur les plaques de déviation verticale une tension proportionnelle au courant, prise par exemple aux bornes d'une résistance faible en série dans le circuit.

Le spot de l'oscilloscope décrit une ellipse du type de la figure *III-33* (chap. III, § C 3°, p. 232), sur laquelle on lit :

$$\overline{OM} = \alpha U$$
$$\overline{OA} = \beta I$$
$$\cos\varphi = \frac{\overline{MT}}{\overline{OA}}$$

où α et β sont des coefficients de proportionnalité réglables avec le gain des amplificateurs de l'oscilloscope.

On en déduit la valeur de la puissance :

$$P = U I \cos\varphi = \frac{1}{\alpha\beta} \cdot \overline{OM} \times \overline{MT}.$$

Un étalonnage préalable des élongations du spot permet de déduire la valeur de la puissance d'une simple mesure de deux longueurs sur l'écran de l'oscilloscope.

Cette méthode suppose implicitement que les amplificateurs de l'oscilloscope soient fidèles dans la gamme de fréquence utilisée et, en particulier, n'introduisent pas de déphasages appréciables ; en outre, elle reste peu précise. Elle peut cependant fournir des ordres de grandeur utiles dès l'instant où l'on dispose d'un oscilloscope suffisamment fidèle.

Wattmètre de sortie. — Dans le cas particulier de la mesure de la puissance à la sortie à basse fréquence d'un amplificateur, on utilise un appareil, qui est en réalité la combinaison d'une résistance de charge et d'un voltmètre quadratique, mais qui fournit par lecture directe sur le voltmètre la valeur de la puissance consommée dans la résistance :

$$P = \frac{V^2}{R}.$$

Pour cette raison, l'appareil est appelé, un peu abusivement, wattmètre de sortie. Nous l'examinerons en détail au chapitre des mesures sur les récepteurs (chap. XI, § B 5°, p. 671).

CHAPITRE IV

MESURES DES CARACTÉRISTIQUES DES TUBES A VIDE

A. — MESURES EN COURANT CONTINU

1° Relevé des caractéristiques statiques.

Tracé des courbes. — Pour relever les courbes caractéristiques d'un tube à vide, c'est-à-dire étudier les lois de variation des courants dans les circuits des diverses électrodes en fonction des tensions d'alimentation, il suffit d'appliquer sur chacune de ces électrodes des tensions continues réglables et connues et de mesurer les courants dans chaque circuit.

Dans le cas d'un tube triode, le montage d'essais affecte la forme simple schématisée par la figure *IV-1.* Des voltmètres *V* fournissent à chaque instant les valeurs des tensions appliquées sur les diverses électrodes ; des milliampèremètres, intercalés en série avec chacune d'elles, permettent de mesurer les courants correspondants.

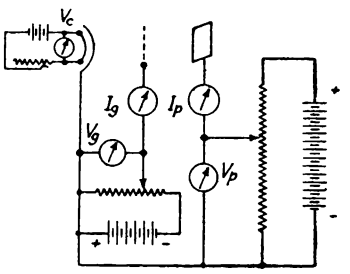


FIG. IV-1.

Dans le cas des pentodes ou des tubes comportant un nombre quelconque d'électrodes, le montage se complique par la nécessité de prévoir autant de circuits d'alimentation qu'il y a d'électrodes autonomes. Toutefois, pour les besoins usuels, les électrodes auxiliaires, ou écrans, ont pour seul effet de modifier certaines caractéristiques du tube qui, en fait, fonctionne dans le montage pratique à la façon d'un tube triode ; il suffit alors de connaître leur tension d'alimentation qui joue dans l'étude du tube le rôle de paramètre et de traiter le tube comme une triode.

Pour ne pas compliquer l'exposé inutilement, nous limiterons la discussion dans ce qui suit au seul cas des tubes triodes schématisé par la figure *IV-1.*

— Dans ce cas simplifié, mais usuel, l'état électrique du tube dépend de trois paramètres, à savoir : la tension de chauffage V_c, la tension de plaque V_p et la tension de grille V_g.

En principe, la tension de chauffage V_c est maintenue constante et égale à la valeur d'alimentation normale indiquée par le constructeur.

Le régime électrique du tube dépend alors en fait de deux variables : V_p et V_g. Pour définir complètement les propriétés du tube on est conduit à effec-

tuer deux séries d'essais en maintenant successivement constant l'un de ces paramètres et en faisant varier l'autre dans toute la gamme d'utilisation compatible avec les possibilités du tube, donc à tracer deux réseaux de courbes caractéristiques :

a) Un réseau de caractéristiques, dites *grille-plaque*, représentant la variation du courant de plaque I_p en fonction de la tension de grille V_g [$I_p = f(V_g)$], pour diverses valeurs constantes de la tension de plaque.

Pour un tube triode, ces courbes affectent la forme bien connue de la figure *IV-2*. Dans le cas d'un tube pentode, toutes les courbes sont pratiquement confondues en une seule tant que la tension d'écran reste constante ; elles prennent l'aspect de la figure *IV-2* lorsqu'on donne à la tension d'écran des valeurs diverses.

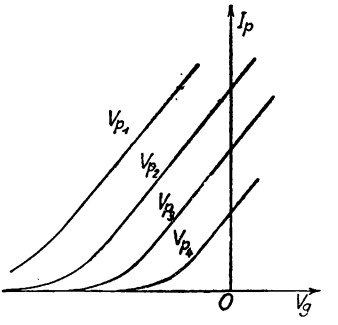


FIG. IV-2.

b) Un réseau de caractéristiques, dites *de plaque*, représentant la variation du courant de plaque I_p en fonction de la tension de plaque V_p [$I_p = f(V_p)$] pour diverses valeurs constantes de la tension de grille.

Ces courbes affectent la forme de la figure *IV-3 a* pour un tube triode et celle de la figure *IV-3 b* pour un tube pentode. Dans ce dernier cas les zones

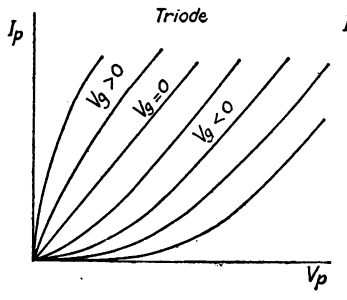


FIG. IV-3 *a*.

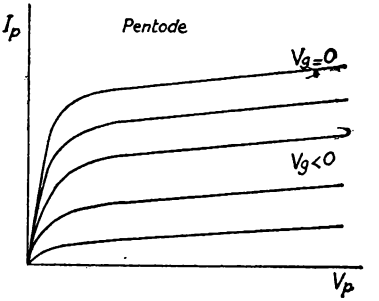


FIG. IV-3 *b*.

utiles, situées après le coude, sont constituées par des droites à très faible pente, cause première des propriétés pratiques remarquables des pentodes.

— Ces deux réseaux de courbes peuvent être relevés expérimentalement point par point indépendamment l'un de l'autre. Ils peuvent également se déduire l'un de l'autre par constructions graphiques.

— Dans les régions utiles toutes les caractéristiques présentent des parties *pratiquement rectilignes* importantes et les propriétés du tube sont *approximativement* représentées par l'équation linéaire simple :

$$\rho I_p = V_p + \mu V_g - p \qquad (1)$$

dans laquelle ρ, μ et p sont des paramètres constants qui définissent les réseaux de courbes, donc les caractéristiques du tube.

Paramètres caractéristiques usuels. — L'équation 1 représente les caractéristiques statiques du tube au repos électrique. Dans la plupart des cas usuels, les valeurs statiques des tensions V_p et V_g et du courant I_p ne jouent qu'un rôle

secondaire et le fonctionnement du tube est entièrement sous la dépendance des variations de faibles amplitudes de ces quantités autour de leurs valeurs moyennes , soit :

$$v = \Delta V_p$$
$$u = \Delta V_g$$
$$i = \Delta I_p.$$

L'équation du tube prend alors la forme :

(2) $$\rho i = v + \mu u.$$

Le paramètre p disparaît et les propriétés du tube sont entièrement définies par deux paramètres fondamentaux :

a) la *résistance interne* : $\rho = \dfrac{\Delta V_p}{\Delta I_p}$ à V_g constant

b) le *facteur d'amplification* : $\mu = \left|\dfrac{\Delta V_p}{\Delta V_g}\right|$ à I_p constant.

Pour la commodité des discussions, on est souvent conduit en pratique à faire intervenir un troisième paramètre, lié aux deux premiers :

$$S = \frac{\Delta I_p}{\Delta V_g} = \frac{\Delta I_p}{\Delta V_p} \cdot \frac{\Delta V_p}{\Delta V_g} = \frac{\mu}{\rho}$$

qui représente la pente de la partie rectiligne des courbes caractéristiques *grille-plaque* à tension de plaque Vp constante (fig. *IV-2*) et qu'on appelle pour cette raison la *pente* du tube.

— Ces trois paramètres constituent les *paramètres caractéristiques* des tubes triodes (et des tubes à électrodes multiples fonctionnant en triode). On les appelle souvent, *abusivement*, les constantes du tube.

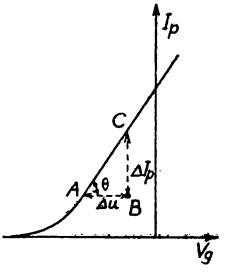


FIG. IV-4.

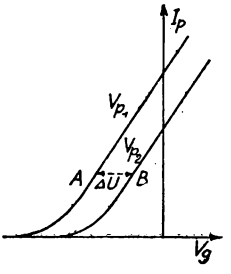


FIG. IV-5.

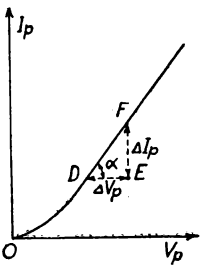


FIG. IV-6.

— On peut facilement mesurer leurs valeurs sur les caractéristiques statiques des figures *IV-2* et *IV-3* en mesurant sur ces courbes, à l'échelle du dessin, les longueurs des vecteurs représentant les variations ΔV_p, ΔV_g et ΔI_p au voisinage du point de fonctionnement choisi.

Soit donc :

a) Sur les caractéristiques *grille-plaque* :

la pente : $$S = \frac{\Delta I_p}{\Delta V_g} = \frac{\overline{BC}}{\overline{AB}} = \operatorname{tg}\theta, \qquad (fig.\ IV\text{-}4)$$

le facteur d'amplification : $$\mu = \left|\frac{\Delta V_p}{\Delta V_g}\right| = \frac{V_{p1} - V_{p2}}{\overline{AB}}, \qquad (fig.\ IV\text{-}5)$$

b) Sur les caractéristiques de plaque :

la résistance : $$\rho = \frac{\Delta V_p}{\Delta I_p} = \frac{\overline{DE}}{\overline{EF}} = \frac{1}{\operatorname{tg}\alpha}, \qquad (\textit{fig. IV-6}).$$

Les mesures sont faciles et d'une précision suffisante dans le cas d'un tube triode si l'on opère avec soin sur des diagrammes à échelle suffisamment grande.

Par contre, dans le cas d'un tube pentode, le calcul du facteur d'amplification μ devient impossible, puisque toutes les caractéristiques de grille sont pratiquement confondues, et celui de la résistance ρ devient très incertain en raison de la faible valeur de la pente des caractéristiques de plaque dans la région utile. Par contre, le calcul de la pente S ne souffre aucune difficulté particulière.

— Le relevé complet par points des deux réseaux de courbes est forcément un travail très long. Lorsqu'on se propose simplement de mesurer les paramètres caractéristiques ρ, μ et S d'un tube, ce travail devient disproportionné et il est bien préférable de recourir à des méthodes de mesure directe en courant continu ou en courant alternatif.

2° Mesures directes des paramètres ρ, μ et S. — Méthode d'Appleton.

Mesure de la résistance interne ρ. — Les tensions sur la grille et sur la plaque sont portées à leurs valeurs normales V_g et V_p et maintenues constantes pendant la mesure (fig. *IV-7*). Un milliampèremètre M est intercalé dans le circuit de plaque et mesure le courant I_p. Enfin une résistance r, de valeur connue, est connectée en série dans le circuit de plaque et peut être mise en court-circuit par le jeu d'une clef C.

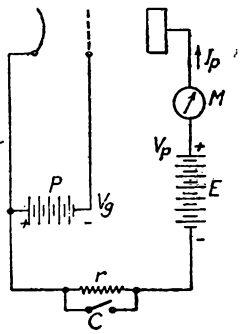


FIG. IV-7.

On commence par fermer le commutateur C et on lit sur le milliampèremètre M un courant I_1 tel que :

$$\rho I_1 = V_p + \mu V_g - p$$

en négligeant les résistances du milliampèremètre M et de la source E devant celle du tube.

Puis on ouvre le commutateur C de façon à mettre r en circuit ; le courant de plaque *diminue* et on lit une nouvelle valeur I_2 telle que :

$$(r + \rho) I_2 = V_p + \mu V_g - p.$$

On en déduit : $$(r + \rho) I_2 = \rho I_1$$

d'où : (3) $$\rho = r \frac{I_2}{I_1 - I_2}.$$

Mesure du facteur d'amplification μ. — La valeur du facteur μ s'obtient facilement par comparaison des variations des tensions de plaque et de grille qui produisent une même variation du courant de plaque. On opère en principe à courant de plaque constant en produisant des variations de V_g et de V_p de signes contraires.

Dans un montage tel que celui de la figure *IV-8*, on règle les sources E et P de façon à porter les tensions de la grille et de la plaque à leurs valeurs normales et on place sur le circuit de plaque une résistance r étalonnée et variable

qui, par combinaison avec le commutateur C, permet de produire des variations connues de V_g et de V_p. Un milliampèremètre M permet de contrôler le courant de plaque.

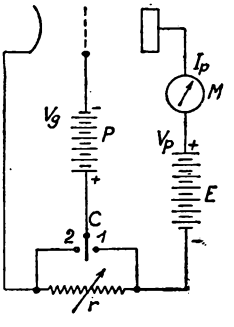


FIG. IV-8.

— On place tout d'abord le commutateur C sur sa position 1 et on donne à la résistance r une valeur r_1 ; on obtient alors un certain courant I_p, que l'on repère sur le milliampèremètre M, et qui correspond aux tensions :

$$V_{p1} = E - r_1 I_p$$
$$V_{g1} = V_g - r_1 I_p.$$

— Cela fait, on place le commutateur C sur sa position 2, ce qui a pour effet d'augmenter la tension de grille, donc également le courant de plaque. On peut ramener ce dernier à sa valeur primitive en augmentant la résistance r. On ajuste donc celle-ci à une nouvelle valeur $r_2 > r_1$ telle que l'aiguille du milliampèremètre M revienne à sa position initiale, c'est-à-dire que I_p reprenne la même valeur que dans la première opération.

On a alors :

$$V_{p2} = E - r_2 I_p$$
$$V_{g2} = V_g$$

et on en déduit par combinaison avec les premières relations :

$$\Delta V_p = V_{p2} - V_{p1} = -(r_2 - r_1) I_p$$
$$\Delta V_g = V_{g2} - V_{g1} = r_1 I_p$$

d'où : (4)
$$\mu = \left| \frac{\Delta V_p}{\Delta V_g} \right| = \frac{r_2 - r_1}{r_1}.$$

Si μ est grand, r_1 est faible devant r_2 et cette expression tend vers :

$$\mu \approx \frac{r_2}{r_1}.$$

Mesure de la pente S. — La valeur de S se déduit de la comparaison de la variation ΔI_p du courant de plaque à la variation ΔV_g de la tension de grille qui lui donne naissance, la tension de plaque restant constante.

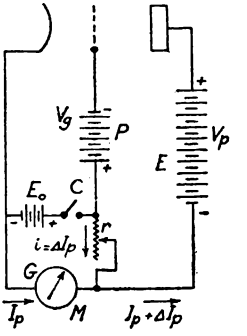


FIG. IV-9.

Pour éviter les erreurs provenant d'une différence de deux lectures voisines sur un milliampèremètre tel que M sur la figure *IV-8*, on utilise le montage de la figure *IV-9*, voisin de celui de la figure *IV-8*, mais dans lequel, grâce à une compensation judicieuse, on opère à courant constant dans l'appareil de mesure M. Celui-ci est placé dans le retour commun du circuit de plaque et du circuit de grille ; une batterie auxiliaire E_0, combinée avec un commutateur C et une résistance réglable étalonnée r, permet de faire varier la tension de grille et fournit le courant de compensation qui annule la variation de courant dans M.

— Les sources E et P ayant été réglées aux valeurs normales de polarisation

de la plaque et de la grille correspondant au point de fonctionnement où l'on veut faire la mesure de S, on ouvre tout d'abord le commutateur C.

Les tensions de plaque et de grille sont alors, en désignant par G la résistance du milliampèremètre :

$$V_{p1} = E - G I_p$$
$$V_{g1} = V_g - G I_p.$$

— On repère sur M la position de l'aiguille correspondant au courant I_p qui le traverse et on ferme le commutateur C. Le potentiel de grille augmente et devient :

$$V_{g2} = V_g + E_0.$$

Simultanément, le courant de plaque augmente d'une quantité ΔI_p et la source E_0 débite dans M, à travers r, un courant i de *sens contraire* au courant de plaque $(I_p + \Delta I_p)$ et tel que l'on ait :

$$E_0 = r i - G(I_p + \Delta I_p - i).$$

Le courant à travers M a alors pour valeur $(I_p + \Delta I_p - i)$. Pour qu'il reprenne sa *valeur primitive* I_p il suffit de régler r de telle sorte que i devienne égal à ΔI_p ; on a alors :

$$E_0 = r \Delta I_p - G I_p.$$

Soit en tenant compte des relations précédentes :

$$\Delta V_g = V_{g2} - V_{g1} = r \Delta I_p.$$

Comme la chute de tension dans M reste égale à $G_p I_p$, la tension de plaque ne varie pas :

$$V_{p2} = E - G I_p = V_{p1}$$

en sorte que l'on a finalement pour expression de la pente :

$$S = \frac{\Delta I_g}{\Delta V_g} = \frac{1}{r}. \tag{5}$$

— En résumé, la mesure comporte deux opérations simples :

a) la clef C étant ouverte, on repère la déviation de l'indicateur M ;

b) la clef C étant fermée, on règle r de façon à ramener l'aiguille de M sur son repère.

On en déduit la valeur de S par la relation 5.

Validité. — Tout ce qui précède suppose implicitement que le point de fonctionnement choisi se trouve situé dans des parties rectilignes des caractéristiques suffisamment étendues pour qu'on puisse réaliser, *sans en sortir*, des variations de tensions et de courants mesurables. Si les caractéristiques sont courbes, il faut utiliser des variations très petites et la précision des mesures devient faible ; si l'on réalisait dans ce cas des variations importantes faciles à mesurer, le point de fonctionnement se déplacerait sur des parties courbes, de caractéristiques variables, et la mesure serait d'une interprétation difficile.

3° Contrôle du degré de vide d'un tube.

— On admet généralement que le vide dans les tubes est parfait et que le courant de grille est nul dés que la tension de grille Vg devient négative. Mais, s'il y a des traces de gaz dans l'ampoule, les molécules sont ionisées et les ions positifs sont attirés par la grille portée à un potentiel négatif. Il en résulte un courant qui circule dans le circuit extérieur relié à la grille du tube en sens inverse du courant électronique normal qui prendrait naissance si la grille devenait positive.

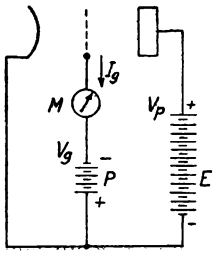


FIG. IV-10.

Ce courant, appelé *courant inverse de grille*, est d'autant plus intense que le vide est moins bon et croît avec la polarisation négative de la grille. Il suffit donc de mesurer sa valeur sous une tension de grille donnée pour *apprécier* le degré de vide d'un tube.

Si le vide du tube n'est pas très poussé, le courant inverse est relativement important, quoique sa valeur soit limitée pratiquement dans les tubes usuels de bonne qualité à 20 ou 50 μA. On peut alors le lire directement sur un microampèremètre M (fig. *IV-10*) connecté dans le circuit de grille avec une polarité inverse de celle qu'il faudrait pour mesurer le courant électronique normal correspondant à une polarisation positive de la grille.

Les cahiers des charges précisent en général la polarisation de grille V_g, la tension de plaque V_p et le courant de grille maximal I_g acceptable sous ces tensions. Pour contrôler le vide d'un tube, on applique sur la plaque et sur la grille (et éventuellement sur les autres électrodes dans le cas d'un tube multiple) les tensions indiquées et on lit sur le microampèremètre la valeur de I_g.

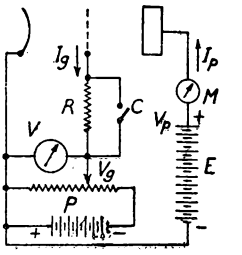


FIG. IV-11.

— Si le tube est très bien vidé, le courant inverse I_g est trop faible pour permettre une lecture sur les appareils de mesure usuels. On reporte alors la mesure sur le courant de plaque en utilisant les propriétés amplificatrices du tube pour augmenter la sensibilité.

A cet effet, comme l'indique la figure *IV-11*, où connecte un milliampèremètre M dans le circuit de plaque et on insère dans le circuit de grille, à la place du microampèremètre, une grande résistance R (de l'ordre du mégohm) shuntée par une clef C qui permet de la mettre en court-circuit.

La polarisation de la grille est prise sur un potentiomètre réglable alimenté par une source P et mesurée par un voltmètre V.

On commence par fermer la clef C et on règle à leurs valeurs normales la tension de plaque V_p et la tension de grille V_g. On lit sur le voltmètre V la valeur V_{g1} de la tension de grille et sur le milliampèremètre M celle du courant de plaque correspondant I_p. Le courant inverse de grille n'intervient pas dans cette première opération.

— Cela étant, on ouvre la clef C. Le courant inverse de grille I_g produit une *augmentation* de la tension de grille égale à la chute de tension dans R, soit :

$$\Delta V_g = R I_g.$$

Il en résulte un accroissement du courant de plaque décelé par une déviation de l'aiguille du milliampèremètre M. Mais on peut le ramener à sa valeur primi-

tive en augmentant la polarisation négative prise sur le potentiomètre jusqu'à ce que l'aiguille de M revienne à sa position initiale ; on lit alors sur le voltmètre V une nouvelle valeur $V_{g2} > V_{g1}$.

Puisque le courant de plaque a repris sa valeur primitive, il en est de même de la tension de la grille ; autrement dit, l'accroissement de tension ΔV_g est compensé par la variation $V_{g2} - V_{g1}$ de la polarisation et l'on peut écrire :

$$V_{g2} - V_{g1} = \Delta V_g = R I_g$$

d'où :

$$I_g = \frac{V_{g2} - V_{g1}}{R}.$$

En prenant pour R une valeur suffisamment grande, on peut ainsi mesurer des courants inverses de grille de valeurs très faibles.

— Tout ce qui précède suppose *a priori* que le circuit de grille soit traversé uniquement par le courant inverse à mesurer. En fait il peut y avoir également un courant de fuites à travers le support ; ce courant est en général très faible, mais son effet peut être appréciable et introduire des erreurs de mesure importantes sur le courant inverse dans le cas des tubes à vide très poussé.

Il est possible d'apprécier le courant de fuites en faisant une mesure sur le tube éteint, mais la discrimination de ces divers courants, tous très faibles, est toujours longue et délicate.

B. — MESURES EN COURANT ALTERNATIF

1° Tracé des caractéristiques dynamiques à l'oscilloscope.

But. — L'étude des tubes à vide en courant continu ne peut fournir que leurs caractéristiques statiques. Elle nécessite l'emploi de sources très stables et demande obligatoirement un temps important. En conséquence, elle ne se prête pas à l'analyse des propriétés des tubes en régime variable et ne permet pas d'accéder aux points de fonctionnement sur lesquels on ne peut laisser le tube en service prolongé sans danger pour son existence, par exemple au voisinage de la saturation.

— L'emploi du courant alternatif et de l'oscilloscope cathodique offre à ce point de vue des possibilités nouvelles intéressantes ; il permet en particulier :

a) d'explorer toute la courbe caractéristique en un temps très court et de la faire apparaître tout entière sur un écran d'oscilloscope ;

b) de suivre facilement ses déformations en période de régime variable ;

c) d'explorer sans danger pour la vie du tube des régions voisines de la saturation ;

d) d'étudier les caractéristiques dynamiques, c'est-à-dire les propriétés réelles du tube en service normal à la fréquence de travail, compte tenu des réactions des circuits connectés sur les diverses électrodes et des phénomènes perturbateurs qui peuvent se produire dans le tube lui-même.

— En revanche, la précision reste médiocre et il ne peut s'agir que d'une analyse qualitative bien plus que d'une véritable mesure des caractéristiques des tubes.

Modes opératoires. — Dans le cas où l'on dispose d'un oscilloscope cathodique muni d'une bobine de champ permettant d'obtenir la déviation du spot par *couplage magnétique* direct du courant (chap. I, § E 1°, fig. *I-77*, p. 85) on peut utiliser le montage de la figure *IV-12*.

Une source de tension alternative S, quelconque *a priori*, attaque simultanément la grille du tube à étudier et les plaques de déviation horizontale de l'oscilloscope. Les bobines magnétisantes B de l'oscilloscope, produisant sa déviation verticale, sont connectées dans le circuit de plaque du tube en série avec l'impédance de charge normale Z sur laquelle celui-ci doit débiter. Dans ces conditions l'élongation verticale du spot est à chaque instant proportionnelle au courant de plaque et le spot décrit sur l'écran de l'oscilloscope une figure de Lissajous qui représente la loi de variation $I_p = f(V_g)$, c'est-à-dire la caractéristique dynamique du tube essayé.

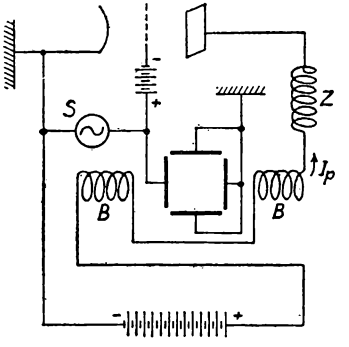


FIG. IV-12.

Cette méthode n'est valable que dans les limites où l'impédance des bobines B à la fréquence de travail reste faible devant la résistance du tube et devant l'impédance de charge Z. Elle n'est applicable en pratique qu'en basse fréquence et dans le cas où le courant de plaque est relativement intense.

— En règle générale, avec les oscilloscopes usuels, ou si l'on veut opérer à fréquence élevée avec des courants faibles, on utilise plutôt le montage de la figure *IV-13*. Ce montage est analogue au précédent, mais le balayage vertical du spot est obtenu *électriquement* en appliquant sur les plaques de déviation verticale de l'oscilloscope une tension, proportionnelle au courant de plaque, prise aux bornes d'une résistance R intercalée dans le circuit de plaque du tube étudié.

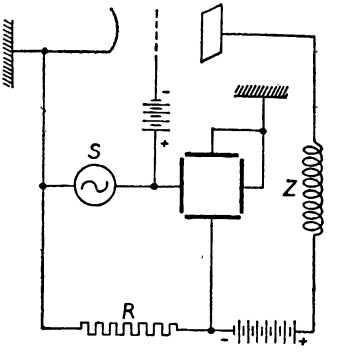


FIG. IV-13.

— En principe la source S peut être quelconque. Le plus souvent on utilise une source sinusoïdale, dont on règle la tension au voisinage de la tension normale de fonctionnement du tube, de façon à faire apparaître sur l'écran la caractéristique dynamique usuelle des circuits. On peut aussi, en réalisant des commutations rapides des tensions de grille et de plaque, faire apparaître sur l'écran un réseau complet de caractéristiques.

Pour certaines applications particulières on peut être amené à utiliser des tensions de formes variées. Par exemple, pour l'examen des caractéristiques au voisinage de la saturation, on pourra utiliser une impulsion, c'est-à-dire une tension présentant une pointe de valeur élevée et de très courte durée. On pourra ainsi explorer très rapidement le coude supérieur de la caractéristique et atteindre le courant de saturation pendant un temps très court sans risque pour la vie du tube.

2° Mesures des paramètres ρ, μ S. — Méthode de Miller.

Avantages. — Les mesures en courant continu des paramètres caractéristiques ρ, μ et S nécessitent des lectures ou des différences de lectures sur des

milliampèremètres à aiguille mobile et sont à la merci des erreurs inhérentes à ce genre de mesure. De plus, elles exigent d'utiliser des variations des tensions des électrodes suffisamment grandes pour obtenir des déviations bien lisibles. Leur emploi ne permet donc pas une grande précision et se trouve strictement limité aux régions linéaires des caractéristiques du tube étudié.

— L'emploi du courant alternatif donne la possibilité de mettre en œuvre des *méthodes de zéro* dans lesquelles les lectures sont faites sur des résistances étalons et le contrôle obtenu par l'extinction du courant dans un détecteur sensible. De ce fait, la précision des mesures est améliorée. De plus, en utilisant comme détecteur un indicateur précédé d'un amplificateur, on peut opérer avec des tensions très faibles et il devient possible d'effectuer les mesures des paramètres ρ, μ et S dans les régions coudées des caractéristiques.

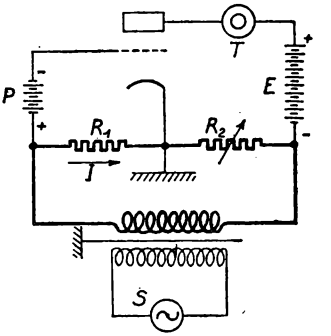


FIG. IV-14.

Mesure du facteur d'amplification μ. — La mesure s'effectue simplement en appliquant simultanément sur la grille et sur la plaque des tensions en opposition de phase et réglées en amplitudes de façon à éteindre la composante alternative du courant de plaque.

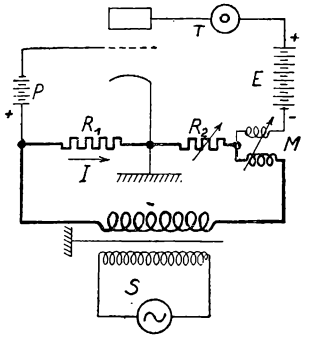


FIG. IV-15.

Ces deux tensions sont prises aux bornes de deux résistances R_1 et R_2 intercalées en série dans un circuit auxiliaire alimenté par une source de courant alternatif S (fig. *IV-14*). Le point milieu de ces deux résistances est relié à la cathode du tube ; les extrémités opposées sont connectées respectivement à la grille et à la plaque à travers les sources de polarisation P et E. Un détecteur de courant alternatif, par exemple un simple écouteur téléphonique T, est intercalé dans le circuit de plaque et sert à contrôler le zéro.

— On commence par ajuster les sources de polarisation E et P aux valeurs V_p et V_g correspondant au point de fonctionnement pour lequel on veut faire la mesure de μ. Puis on ajuste l'une des résistances, par exemple R_2, pour obtenir le silence au téléphone.

— En désignant par I le courant alternatif débité par la source S dans les résistances R_1 et R_2 et en *supposant l'équilibre réalisé*, les tensions alternatives appliquées sur la grille et sur la plaque sont respectivement :

$$U = R_1 I$$
$$V = -R_2 I.$$

On en déduit immédiatement la valeur du facteur d'amplification :

$$\mu = \left|\frac{V}{U}\right| = \frac{R_2}{R_1}. \tag{6}$$

— Pour ne pas perturber le circuit du tube, on donne habituellement à R_1 et R_2 des valeurs très faibles devant sa résistance ρ. Le plus souvent on prend

pour R_1 une valeur fixe de 10 Ω, ce qui permet de lire directement la valeur de μ sur l'étalonnage de R_2.

— Il convient de remarquer que, par suite des impédances et plus spécialement des capacités parasites du montage, le circuit de plaque peut être parcouru par un courant déphasé par rapport à I. Dans ces conditions, on n'obtient plus le silence complet dans l'écouteur T en réglant R_2 et la mesure devient floue. Pour faire disparaître cet inconvénient on intercale, en série avec R_2, une petite inductance mutuelle réglable M (fig. *IV-15*) qui permet d'ajouter dans le circuit de plaque, en série avec la tension $R_2 I$, une tension en quadrature. En ajustant M en grandeur et en signe, on peut annuler la composante en quadrature du courant de plaque et obtenir le zéro complet au téléphone.

Mesure de la résistance interne ρ. — Dans ce cas, on oppose une chute de tension, prise sur un circuit potentiométrique et proportionnelle à la tension appliquée sur la grille, à une chute de tension proportionnelle au courant de plaque, lui-même fonction de la résistance interne ρ du tube.

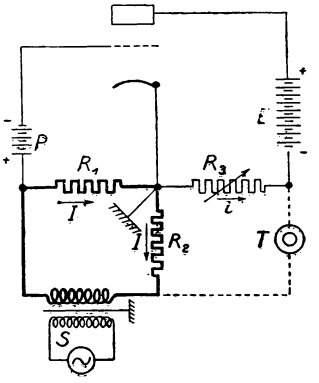


FIG. IV-16.

— Le montage d'essai prend l'aspect de la figure *IV-16* ; il comporte deux circuits distincts :

a) le circuit potentiométrique de référence $R_1 R_2$, identique à celui des figures *IV-14* et *IV-15*, mais constitué par deux résistances fixes ;

b) le circuit du tube fermé sur une résistance réglable R_3.

Le téléphone de contrôle T est connecté en parallèle sur les résistances R_3 et R_2 et alimenté en oppositon de phase par les chutes de tension dans ces résistances.

— La tension appliquée sur la grille a alors pour expression :

$$U = R_1 I.$$

Elle donne naissance à un courant alternatif dans le circuit de plaque du tube qui a pour valeur lorsque l'équilibre est réalisé :

$$i = \frac{\mu U}{R_3 + \rho} = \frac{\mu R_1}{R_3 + \rho} I.$$

Lorsque le silence au téléphone est réalisé, les chutes de tension dans R_2 et R_3 sont égales et on a :

$$R_2 I = R_3 i.$$

Soit :

$$R_2 = \frac{\mu R_1 R_3}{R_3 + \rho}$$

d'où l'on tire : (7)

$$\rho = R_3\left(\mu \frac{R_1}{R_2} - 1\right).$$

— Si l'on a mesuré μ comme il est indiqué ci-dessus, on en déduit la valeur de ρ.

Pratiquement on fait dans ce cas $R_1 = R_2$, et on calcule ρ par la relation :

$$\rho = R_3(\mu - 1).$$

Autrement dit, ρ est de l'ordre de μR_3 si μ est grand devant l'unité. On est alors conduit à réaliser R_3 par des résistances étalonnées réglables de valeur voisine de l'inverse de la pente, c'est-à-dire de quelques centaines d'ohms en général, par exemple à l'aide d'une boîte à décades. Les résistances R_1 et R_2 restent faibles comme dans le montage précédent.

— En pratique on utilise un montage unique à combinaisons, présentant l'aspect de la figure *IV-17*, qui permet d'effectuer successivement les deux mesures. On réalise le montage de la figure *IV-15* pour la mesure de μ en ouvrant l'interrupteur *C* et celui de la figure *IV-16* pour la mesure de ρ en fermant cet interrupteur.

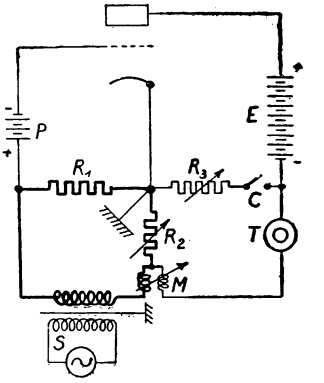


FIG. IV-17.

Mesure de la pente S. — Si l'on a mesuré ρ et μ, on peut calculer la pente par la relation :

$$S = \frac{\mu}{\rho}.$$

Mais on peut aussi la mesurer directement à l'aide du circuit de la figure *IV-16* (ou celui de la figure *IV-17*) utilisé pour la mesure de la résistance interne ρ.

En effet, le courant de plaque *i* peut s'écrire :

$$i = \frac{\mu}{R_3 + \rho} U = S_a U$$

en posant :

$$S_a = \frac{\mu}{R_3 + \rho}$$

et la condition d'extinction du son au téléphone prend la forme :

$$R_2 I = R_3 S_a U = R_3 S_a R_1 I$$

d'où : (8)

$$S_a = \frac{R_2}{R_1 R_3}.$$

— On obtient donc directement la valeur du facteur S_a, c'est-à-dire de la *pente apparente* (ou en charge) du tube lorsqu'il est chargé sur la résistance R_3.

— Dans le cas d'un tube à très grande résistance interne, par exemple un tube pentode, R_3 devient négligeable devant ρ et la pente en charge S_a est pratiquement égale à la *pente en court-circuit*, ou pente vraie :

$$S_a = \frac{\mu}{R_3 + \rho} \simeq \frac{\mu}{\rho} = S.$$

La mesure fournit alors directement la valeur de *S*.

— Dans le cas d'un tube à faible résistance, par exemple un tube triode, on déduit facilement la valeur de *S* de celle de S_a ; on a en effet :

$$S_a = \frac{\mu}{R_3 + \rho} = \frac{\mu}{\rho} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_3}{\rho}} = \frac{S}{1 + \frac{R_3}{\rho}}$$

et par suite :

$$S = S_a\left(1 + \frac{R_3}{\rho}\right) = \frac{R_2}{R_1 R_3}\left(1 + \frac{R_3}{\rho}\right) \tag{9}$$

qui permet de calculer S dès que l'on connaît ρ.

La pente ainsi mesurée est exprimée en unités pratiques, c'est-à-dire en mhos ou ampères/volt, si les résistances sont exprimées en ohms. Si l'on fait $R_1 = R_2$, la relation (9) prend la forme simple :

$$S = \frac{1}{R_3}\left(1 + \frac{R_3}{\rho}\right) = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{\rho}.$$

3° Mesures directes de la pente S.

— On peut encore accéder directement à la mesure de la pente S :

a) Soit par une *méthode de zéro*, à l'aide du montage d'Appleton (fig. *IV-9*), en remplaçant la source de courant continu E_o par une source de courant alternatif à fréquence musicale et le galvanomètre G par un écouteur téléphonique ou un détecteur quelconque de courant alternatif. La clef C, restant fermée, on ajuste la résistance variable r de façon à obtenir le silence à l'écouteur. On a alors directement :

$$S = \frac{1}{r}.$$

b) Soit par *lecture directe* à l'aide du montage de la figure *IV-18* indiqué par Brown (1).

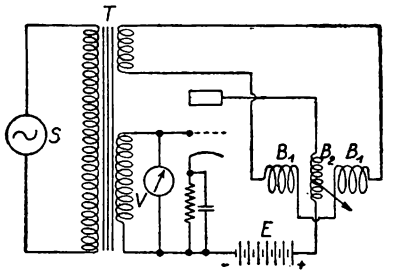


FIG. IV-18.

Une source de courant sinusoïdal S, par exemple le réseau à 50 Hz, alimente un transformateur T à deux enroulements secondaires.

L'un des enroulements applique sur la grille du tube en essai une tension sinusoïdale U mesurée par le voltmètre V.

L'autre enroulement alimente les bobines inductrices B_1 d'un milliampèremètre *électrodynamique*.

La bobine mobile B_2 de l'électrodynamomètre est intercalée dans le circuit de plaque du tube et traversée par le courant de plaque.

Dans ces conditions, moyennant certaines précautions (non précisées sur la figure) pour assurer la concordance de phase des flux, la déviation de l'électrodynamomètre est proportionnelle à la composante alternative du courant de plaque de valeur :

$$I_p = S\,U.$$

Un étalonnage préalable donne la valeur de I_p ; on en déduit celle de S puisque U est lu sur le voltmètre V.

Si l'on choisit pour U une valeur égale à 1 V, on lit directement la pente S sur l'électrodynamomètre.

— Un résultat analogue peut être obtenu en remplaçant l'électrodynamo-

(1) Radio Frequency Electrical Measurements. Hugh A. Brown, Second Edition, p. 241.

mètre par un simple milliampèremètre à courant alternatif alimenté par le circuit de plaque à travers un transformateur, de façon à ne mesurer que la composante alternative du courant de plaque.

4° Mesure au pont de la résistance interne.

— Il est possible également, comme l'a montré Stuart Billantine (1), de mesurer directement la résistance interne ρ d'un tube en plaçant cette résistance dans la branche « inconnue » d'un pont de Wheatstone (chap. II, § A 2°, fig. *II-17*, p. 145).

Le montage affecte l'aspect de la figure *IV-19*. Le tube à étudier est intercalé, avec ses sources de polarisation continue E_1 et E_2, dans la branche « inconnue » EB d'un pont de Wheatstone, comprenant par ailleurs la tête de pont PQ et la résistance variable étalonnée R. Le circuit du tube se trouve shunté par des capacités γ' et γ constituées par les capaciéts à la masse des électrodes du tube et de la source E_1 ; celles-ci sont équilibrées, comme dans un pont de Sauty, par une capacité variable C en parallèle sur la résistance étalonnée R.

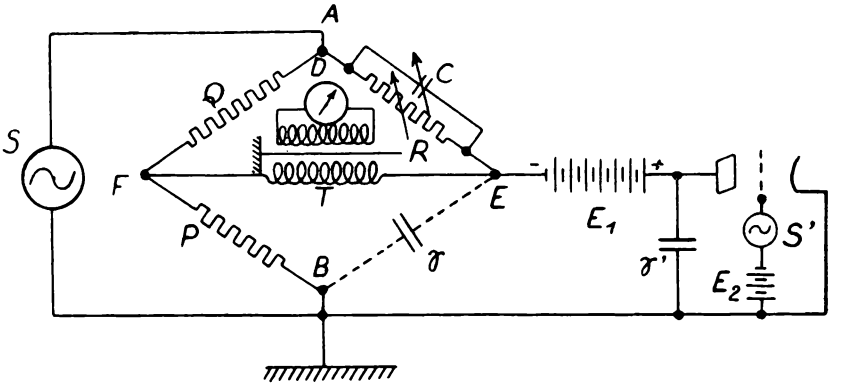


FIG. IV-19.

Le détecteur D est relié au pont par un transformateur à écran T qui réalise l'équilibrage du pont et assure en outre la fermeture du circuit pour le courant continu traversant le tube.

— Le réglage du pont et la mesure s'effectuent comme pour un pont de Sauty ordinaire ; la valeur de la résistance ρ du tube se calcule par la relation habituelle :

$$\rho = R\frac{P}{Q}.$$

— Cette méthode présente l'avantage de permettre la mesure de la résistance apparente ρ sur un tube en fonctionnement normal, à haute ou à basse fréquence. Dans ce cas, on connecte en série avec la source de polarisation statique E_2 de la grille une source de courant alternatif S' à la fréquence de fonctionnement du tube et qui produit sur la grille une tension alternative

(1) Proc. I. R. E., vol. 17, n° 7, p. 1164-1919.

d'amplitude normale. Il est bon alors de connecter en parallèle sur la capacité γ un condensateur auxiliaire γ' de forte capacité qui court-circuite pratiquement le pont pour les courants à la fréquence de S' et abaisse ces courants dans le détecteur D à un niveau suffisamment faible pour ne pas gêner les opérations d'équilibrage du pont. La capacité de compensation C est naturellement augmentée dans le même rapport pour réaliser l'équilibre du pont.

Cette séparation s'impose si la source de modulation S' est à fréquence musicale ; elle est d'ailleurs facilitée en utilisant en S une source de fréquence très différente, en principe inférieure. Par contre, elle s'opère d'elle-même sans difficulté si S' est une source non modulée à fréquence radioélectrique ou ultrasonore.

5° Mesures des paramètres S, μ et ρ dans le cas d'un tube pentode.

— Un tube pentode est caractérisé par des valeurs relativement très élevées de la résistance interne ρ et du facteur d'amplification μ. Par contre, la pente $S = \frac{\mu}{\rho}$ conserve des valeurs comparables à celles des tubes triodes.

Ces caractéristiques entraînent des difficultés expérimentales qui nécessitent la mise en œuvre de méthodes particulières.

Mesure de la pente S. — La méthode de Miller s'applique sans difficulté. De plus, comme la résistance ρ est très grande devant R_3 (fig. *IV-17*) la mesure donne directement la pente en court-circuit du tube :

$$S = \frac{R_2}{R_1 R_3}$$

exprimée en ampères/volt si les résistances sont mesurées en ohms.

Mesure du facteur d'amplification μ. — Comme μ est grand, la méthode de Miller (fig. *IV-14*) conduit à prendre un rapport $\frac{R_2}{R_1}$ très élevé :

$$\mu = \frac{R_2}{R_1}.$$

De ce fait, la méthode de Miller devient difficile en pratique et de précision médiocre.

— Puisque l'on sait mesurer S et qu'il est possible d'autre part de mesurer ρ, on est amené à déterminer μ par le calcul en partant de la relation :

$$\mu = S\rho.$$

Mesure de la résistance ρ. — La méthode de Miller est inutilisable puisqu'elle nécessite de connaître avec précision la valeur de μ. On tourne la difficulté en utilisant une méthode de substitution schématisée par la figure *IV-20*. Une source alternative S débite dans un circuit comprenant en série la résistance interne ρ du tube à mesurer (clef sur la position 1) et une résistance R auxiliaire. La tension aux bornes de R est appliquée, à travers une capacité C, qui élimine la composante continue, à l'entrée d'un amplificateur suivi d'un voltmètre de sortie.

On commence par placer le commutateur sur sa position 1 et on règle à leurs

valeurs normales les diverses sources de polarisation. Cela fait, on applique dans le circuit une certaine tension alternative que l'on repère avec précision sur le voltmètre V. Il en résulte dans le circuit un certain courant I_p, fonction de ρ, qui produit une déviation θ de l'appareil de mesure connecté à la sortie de l'amplificateur.

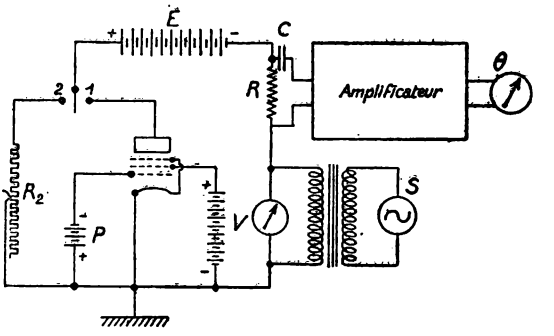


FIG. IV-20.

On repère cette déviation θ, puis, en plaçant le commutateur sur la position 2, on substitue au tube une résistance variable étalonnée R_2. On règle cette dernière de façon à ramener l'indicateur à la sortie de l'amplificateur sur sa déviation repérée θ ; on a alors :

$$\rho = R_2.$$

La précision de cette méthode reste faible, mais elle est cependant suffisante en pratique compte tenu des incertitudes usuelles sur la valeur de la résistance interne des tubes pentodes.

6° Mesures des capacités entre électrodes des tubes.

Emploi du pont. — Un tube possède en principe une grille de commande, une plaque et des électrodes qui sont normalement équipotentielles de la masse pour les composantes alternatives des courants (cathode, écrans). Les capacités entre électrodes constituent alors un système de trois capacités à trois pôles du type étudié au chapitre III, § B 3°, p. 209. Leurs mesures peut s'effectuer à l'aide du pont de Sauty spécial représenté sur la figure *III-13* (p. 212) ou sur la figure *III-14*.

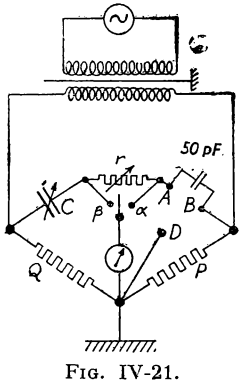


FIG. IV-21.

Une difficulté de réalisation apparaît cependant en pratique. Comme les capacités à mesurer sont en général très faibles (quelques picofarads) et comme il y a avantage à utiliser des bras de proportion de rapport unité (chap. II, § A 1°, p. 140), il faudrait que la capacité variable étalonnée C soit elle-même de l'ordre de grandeur de quelques picofarads. La réalisation d'une telle capacité étant pratiquement impossible, on tourne la difficulté en ajoutant, en parallèle sur la capacité inconnue, c'est-à-dire entre les bornes AB (fig. *III-13*) une capacité fixe de valeur admissible, par exemple 50 pF. On peut alors utiliser en C une capacité variable à air de l'ordre de 50 à 100 pF facilement réalisable. Le montage prend ainsi l'aspect de la figure *IV-21*. La mesure comporte deux opérations effectuées l'une avec le tube en place et l'autre après l'avoir retiré. La valeur de la capacité inconnue s'obtient par différence des lectures faites sur C pour chacune de ces opérations. On pourrait également procéder par substitution en plaçant

la capacité étalonnée réglable en parallèle sur l'inconnue à la place de la capacité auxiliaire de 50 pF qui serait alors placée en C.

Pour mesurer successivement les trois capacités du système triangulé constitué par le tube, il suffit de recommencer la mesure en connectant successivement en AB, par permutation, les trois condensateurs inconnus.

La mesure s'effectue en général en fréquence musicale de l'ordre de 1 000 Hz.

Mesure de la capacité plaque-grille d'un tube pentode. — Dans le cas des tubes à écrans, en particulier d'un tube pentode, la capacité plaque-grille de commande tombe à des valeurs extrêmement faibles (inférieure à 0,01 pF). La mesure au pont devient impraticable et on est obligé d'avoir recours à une méthode de substitution.

— Un générateur étalonné du type à haute fréquence muni d'un organe de réglage du niveau de sortie (chap. I, § B 3°, p. 37) permet d'appliquer entre la masse et la grille du tube en essai une tension réglable et étalonnée en amplitude (ou en valeur efficace) (fig. *IV-22*). La plaque du tube est reliée d'autre part à

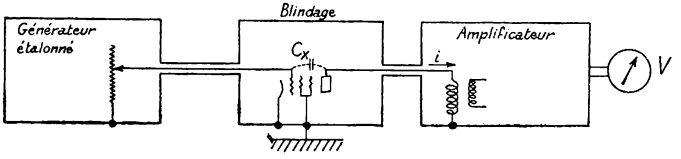


FIG. IV-22.

l'entrée d'un amplificateur suivi d'un indicateur de niveau de sortie V. La cathode et les divers écrans sont connectés directement à la masse sans polarisation continue puisque, la mesure étant purement électrostatique, il n'est pas nécessaire de faire fonctionner le tube étudié. Enfin, tous les organes générateurs, tube et amplificateur sont soigneusement *blindés*, ainsi que les fils de liaison du générateur à la grille et de l'amplificateur à la plaque, de telle sorte qu'il ne puisse y avoir aucune induction électrostatique parasite entre le générateur et l'amplificateur.

— Dans ces conditions, le couplage entre le générateur et l'amplificateur s'effectue uniquement à travers la capacité C_x à mesurer.

Le tube étant en place sur son support, on accorde s'il y a lieu l'amplificateur sur la fréquence du générateur (par exemple si l'on opère en haute fréquence) et on règle le niveau de sortie du générateur et l'amplification du récepteur de façon à obtenir sur l'indicateur V une déviation θ bien lisible.

On repère cette déviation θ et la tension E_1 correspondante à la sortie du générateur.

Cela fait, on met en parallèle sur C_x (ou on lui substitue) entre les douilles grille et plaque du culot une petite capacité fixe étalonnée C_0. Sans rien toucher au réglage de l'amplificateur, on règle le niveau de sortie du générateur à une nouvelle valeur connue E_2 telle que l'indicateur V revienne à la déviation repérée θ. A ce moment, le courant i_2 débité dans le circuit d'entrée de l'amplificateur à travers l'ensemble $C_0 + C_x$ a la même valeur que le courant i_1 débité précédemment à travers C_x. Comme les capacités C_0 et C_x sont toutes deux très faibles, les courants qui les traversent ont respectivement pour valeurs :

$$i_1 = E_1 C_x \omega$$
$$i_2 = E_2 (C_0 + C_x) \omega.$$

Comme on a réglé E_2 de façon que $i_1 = i_2$, on en déduit :

$$C_x = C_0 \frac{E_2}{E_1 - E_2}.$$

La capacité C_x ainsi mesurée est égale à la capacité totale grille-plaque du tube et de son socle. En opérant de la même façon sur le socle seul, on peut effectuer la séparation s'il y a lieu.

— Pratiquement, on peut constituer la capacité étalonnée C_0 par un petit condensateur plan ou par deux fils isolés torsadés. Comme, avec les générateurs usuels, on dispose d'une gamme de niveaux de sortie très étendue, le rapport $\frac{E_2}{E_1}$ peut prendre une valeur très faible ; on peut alors prendre pour capacité étalon C_0 une capacité relativement grande et facile à mesurer avec une bonne précision.

— Il convient de noter que, dans cette mesure, ce n'est pas la valeur de C_x, mais en réalité celle de l'admittance totale entre les douilles du tube, qui fixe la valeur du courant i_1. Dès lors s'il existe entre ces douilles une conductance de fuites appréciable due à un mauvais isolement, la mesure peut être complètement faussée. Pour atténuer cette cause d'erreur, aussi bien que pour avoir une sensibilité suffisante sans complication expérimentale, il y a avantage à opérer avec une source de fréquence aussi élevée que possible et à comparer les résultats obtenus à diverses fréquences.

— Ce mode opératoire peut être étendu à la mesure des capacités de couplage entre deux organes quelconques d'un montage radioélectrique, par exemple entre les armatures de deux cases voisines d'un condensateur d'accord.

7° Mesure de la distorsion produite dans un tube.

Distorsion du courant de plaque. — Les caractéristiques réelles d'un tube ne sont pas des droites mais ont la forme d'un S très aplati. Il en résulte que, même si l'on applique sur la grille une tension rigoureusement sinusoïdale, le courant de plaque n'est plus sinusoïdal et par suite comporte des harmoniques. L'importance de la distorsion harmonique correspondante dépend du point de fonctionnement du tube sur sa courbe caractéristique et de l'ampli-

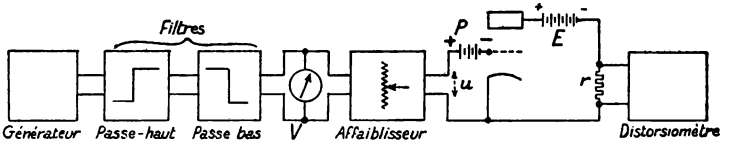


FIG. IV-23.

tude de la tension d'attaque ; pour l'évaluer il suffit de mesurer le taux d'harmoniques du courant de plaque.

Le montage d'essai (fig. *IV-23*) comporte en principe la chaîne suivante :

a) Un générateur de courant sinusoïdal, aussi pur que possible et de fréquence f_0 égale à celle pour laquelle on veut faire la mesure. *A priori* cette fréquence peut être quelconque ; on la choisit en général dans la gamme musicale.

b) Un filtre passe-haut destiné à éliminer éventuellement les ronflements du générateur tout en laissant passer les courants à la fréquence f_0.

c) Un filtre passe bas, de fréquence de coupure voisine de 1,5 f_0, fonction-

nant en épurateur, qui a pour but d'éliminer pratiquement les harmoniques de la source de courant (chap. I, § B 2°, p. 36).

d) Un voltmètre *V* mesurant la tension à la sortie des filtres.

e) Un affaiblisseur réglable et étalonné permettant de régler *sans distorsion* le niveau de la tension étalonnée disponible à la sortie de l'appareil et appliquée sur la grille du tube étudié, en série avec la source de polarisation *P*.

f) Une résistance *r*, de faible valeur devant la résistance ρ du tube, connectée en série dans le circuit de plaque et aux bornes de laquelle apparaît une différence de potentiel $v = ri$ proportionnelle au courant de plaque à analyser.

g) Un pont ou dispositif analyseur, de l'un des types examinés au chapitre III, § *C*, 4°, p. 245 qui permet de mesurer le taux d'harmoniques de la tension *v*, moyennant les précautions de montage indiquées ci-dessus (p. 252).

— Après avoir ajusté les sources *P* et *E* aux valeurs qui correspondent au point de fonctionnement choisi, on règle la tension à l'entrée *u* à la valeur d'attaque normale et on mesure à l'analyseur le taux d'harmoniques de la tension de sortie *v*, donc du courant de plaque. Ce taux caractérise la distorsion du tube.

Puissance maximale. — Les conditions de fonctionnement d'un tube de puissance, en particulier l'impédance de charge optimale et la puissance de sortie, sont sous la dépendance directe de la distorsion. Leur détermination s'effectue par des mesures de taux de distorsion.

On applique sur la grille du tube une tension pratiquement sinusoïdale, réglable et étalonnée, fournie par un générateur suivi des organes de filtrage et de réglage décrits ci-dessus (fig. *IV-24*). En série avec la plaque on connecte

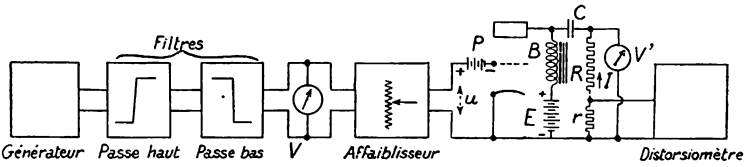


FIG. IV-24.

un circuit d'utilisation fictive constitué par une résistance de charge *R*, couplée par un condensateur *C* aux bornes d'une bobine d'arrêt *B*. La capacité *C* élimine la composante continue du courant de plaque et est choisie assez grande pour que sa réactance soit négligeable devant *R* pour tous les courants alternatifs utiles. La bobine d'arrêt *B*, au contraire, a une réactance notablement plus élevée que *R* de façon que tout se passe, *pour la composante alternative* du courant de plaque, comme si la résistance *R* était intercalée directement en série dans le circuit de plaque ; sa résistance en courant continu étant pratiquement nulle, la tension moyenne de plaque est égale à la force électromotrice de la source *E*.

On réalise ainsi des conditions de fonctionnement bien définies et identiques à celles qui sont réalisées dans un montage réel, débitant dans une impédance de charge à travers un transformateur. La résistance *R* schématise l'impédance apparente primaire du transformateur ; elle est traversée uniquement par la composante alternative du courant de plaque. Un distorsiomètre connecté aux bornes d'une résistance *r*, en série avec *R* mais faible devant *R*, permet de mesurer le taux d'harmoniques du courant *I* qui traverse *R*. Un

voltmètre quadratique V' mesure la tension efficace V aux bornes de R et permet de calculer la puissance dissipée dans le circuit de charge, soit :

$$\mathfrak{P} = \frac{V^2}{R + r}. \tag{10}$$

— Cela étant, pour des valeurs données de R et des tensions des sources de polarisation E et P, la puissance de sortie $\mathfrak{P}$ est d'autant plus grande que la tension u appliquée sur la grille est elle-même plus grande et, pour tirer du tube le maximum de puissance, on est conduit à augmenter u.

On rencontre en pratique deux causes de limitation.

a) La tension de grille ne devant pas devenir positive pour éviter les distorsions dues au courant de grille, *l'amplitude* maximale que l'on peut appliquer sur la grille est égale à la valeur V_{g0} de la source de polarisation P.

b) Pour accroître la puissance, on est amené à augmenter simultanément V_{g0} et U. On est limité dans cette voie par la distorsion du tube qui ne doit pas dépasser une valeur admissible. Il existe alors des valeurs particulières V_{g0} de la polarisation et R_0 de la résistance R qui permettent de tirer du tube un maximum de puissance pour une distorsion donnée. La valeur particulière R_0 est l'*impédance de charge normale* du tube et la puissance correspondante $\mathfrak{P}_0$ est dite *puissance maximale* du tube. En général, on adopte comme limite admissible du taux de distorsion une valeur de 5 %, parfois aussi de 10%.

Dès lors, pour faire la mesure de R_0 et $\mathfrak{P}_0$, on opère comme suit :

a) On ajuste les sources de polarisations P et E aux valeurs V_{g0} et V_{p0} qui correspondent au point de fonctionnement voulu du tube.

b) On applique sur la grille une tension u *d'amplitude* égale à V_{g0}.

c) On donne à R une valeur de l'ordre de l'impédance de charge présumée pour le type de tube étudié, on mesure le taux de distorsion correspondant à l'aide du distorsiomètre et on calcule la puissance dissipée dans le circuit de charge par la relation 10.

d) On recommence l'essai en faisant varier la résistance R, puis la polarisation V_{g0}, jusqu'à ce qu'on ait déterminé les valeurs qui donnent à la puissance de sortie, pour la distorsion limite admise (5 %), sa valeur la plus élevée.

— Ces valeurs définissent les conditions de fonctionnement normal du tube, son impédance de charge et sa puissance maximale de sortie.

8° Mesure de l'impédance d'entrée.

— L'impédance d'entrée d'un tube est l'impédance apparente de l'espace grille-cathode du tube, mesurée à la fréquence d'utilisation, en supposant le tube alimenté sous ses tensions normales mais sans circuit de charge dans le circuit anodique.

— Cette impédance étant en général grande, on lui substitue souvent la notion d'*admittance d'entrée*. Elle est en principe équivalente à une faible capacitée shuntée par une grande résistance dont la valeur décroît à mesure que la fréquence augmente.

— Sa mesure s'effectue, comme pour une grande impédance quelconque, en connectant la cathode et la grille du tube aux bornes d'un impédancemètre adapté à la fréquence de travail : pont ou circuit oscillant (chapitre V).

9° Relevé des caractéristiques de détection.

Définitions. — Les procédés de détection usuels sont de deux types :

a) les procédés de détection directe, tels que redresseurs, valves, détection par la grille, dans lesquels le courant détecté est recueilli dans le circuit de l'électrode sur laquelle on applique la tension à détecter ;

b) les procédés de détection indirecte, tels que la détection par la courbure de plaque d'un tube triode, dans lesquels la tension à détecter est appliquée sur une électrode de commande (grille) et le courant détecté est recueilli dans le circuit d'une autre électrode (plaque).

— Dans les deux cas on est amené en général à appliquer sur les diverses électrodes du redresseur des tensions de polarisation statique qui définissent le point de fonctionnement et auxquelles on superpose la tension alternative à détecter. Le courant détecté obtenu dépend bien entendu de la valeur de la tension alternative, mais aussi du point de fonctionnement choisi, donc des tensions de polarisation.

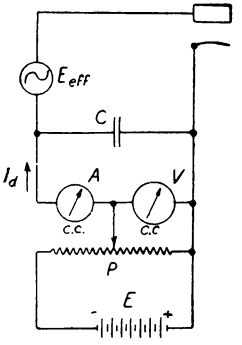


FIG. IV-25.

On est ainsi conduit, pour relever les caractéristiques de détection, à considérer deux paramètres indépendants, d'une part la ou les tensions de polarisation, d'autre part la tension alternative , et à tracer deux réseaux de caractéristiques obtenus chacun en faisant varier l'un des paramètres et en maintenant l'autre constant.

Relevé des caractéristiques statiques. — Les montages d'essais affectent l'une des formes schématisées par les figures *IV-25* et *IV-26* suivant le type de détecteur expérimenté.

— Dans le cas de la figure *IV-25*, correspondant à l'étude d'un détecteur du type « valve » à deux électrodes, on applique simultanément en série sur la plaque de la diode, d'une part une tension de polarisation continue prise sur un potentiomètre réglable *P* et mesurée par un voltmètre *V*, d'autre part une tension alternative de fréquence connue et de valeur efficace E_{eff} réglable et étalonnée fournie par un générateur à fréquence musicale ou à haute fréquence. Un condensateur *C* shunte les circuits de polarisation pour la composante alternative du courant détecté ; un milliampèremètre *A* mesure la valeur de la composante continue qui caractérise le fonctionnement du détecteur.

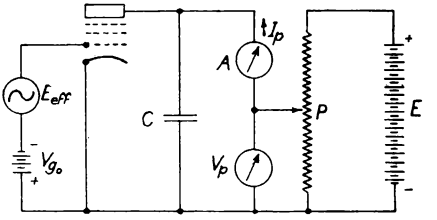


FIG. IV-26.

— Dans le cas de la figure *IV-26*, correspondant à l'étude d'une détection par courbure de plaque, la tension de polarisation réglable et étalonnée ainsi que l'appareil de mesure de la composante continue du courant détecté sont connectés dans le circuit de plaque et la tension alternative étalonnée E_{eff} est insérée dans le circuit de grille en série avec une source de polarisation négative constante V_{g_0}.

— Dans les deux cas, la tension *V* schématise la tension de polarisation, éventuellement mise en circuit en service normal, augmentée des chutes de

tension produites par le *courant détecté* dans les circuits de charge du détecteur, variables avec la valeur de ce courant et qui réagissent sur le fonctionnement du détecteur. La mise en œuvre de ce paramètre permet donc de passer des caractéristiques statiques de détection aux caractéristiques dynamiques correspondant au fonctionnement réel en charge.

— Comme pour les tubes triodes, et pour les tubes quelconques fonctionnant en triodes, nous serons donc conduits à relever deux réseaux de caractéristiques statiques présentant, par exemple pour un tube *triode à détection par la plaque*, les aspects indiqués par les figures *IV-27* et *IV-28*.

— Les courbes de la figure *IV-27* représentent la loi de variation du courant détecté *Id* en fonction de la valeur efficace de la tension alternative E_{eff} pour

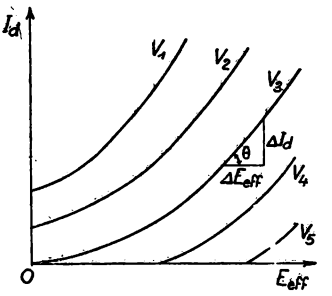


FIG. IV-27.

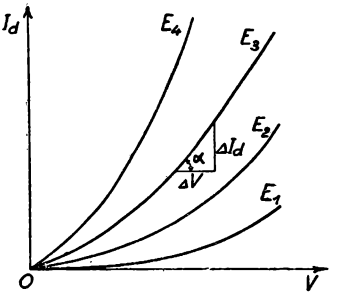


FIG. IV-28.

diverses valeurs constantes de la tension de polarisation *V*. Celles de la figure *IV-28* au contraire représentent la loi de variation de *Id* en fonction de *V* pour diverses valeurs constantes de E_{eff}.

Détermination des paramètres de détection. — Comme dans le cas des tubes triodes, on peut relever sur les caractéristiques statiques de détection les paramètres de détection qui définissent le fonctionnement pratique d'un détecteur, à savoir :

a) la *pente de détection* :

$$S_d = \frac{\Delta I_d}{\Delta E_{\text{eff}}} = \text{tg } \theta$$

égale à la pente des caractéristiques $Ip = f(E_{eff})$ (fig. *IV-27*).

b) la *résistance interne en détection* :

$$\rho_d = \frac{\Delta V}{\Delta I_d} = \frac{1}{\text{tg } \alpha}$$

égale à l'inverse de la pente des caractéristiques $I_d = f(V)$ (fig. *IV-28*).

Cette résistance est la résistance interne apparente du tube, fonctionnant en détecteur, qui intervient vis-à-vis des circuits de charge du détecteur à la fréquence du courant détecté.

— Dans le cas où la détection est faite par un tube triode, fonctionnant par exemple en détecteur par la plaque, ces paramètres de détection sont différents des paramètres habituels *S* et ρ du tube fonctionnant en amplificateur.

— Notons enfin qu'il est possible de mesurer directement à l'aide d'un pont la valeur de la résistance interne en détection. La mesure n'est d'ailleurs qu'un

cas particulier de la mesure de la résistance d'un tube en service normal ; elle s'effectue à l'aide du montage de la figure *IV-19*, décrit ci-dessus, moyennant une simple adaptation des sources E_1 et E_2 du tube et de la tension de la source à haute fréquence S' aux valeurs qui correspondent au régime de fonctionnement en détecteur à étudier.

10° Mesures d'une pente de conversion.

Définitions. — Pour réaliser un changement de fréquence, par exemple à l'aide d'une octode (fig. *IV-29*), on applique sur la grille de modulation, en série avec une polarisation négative appropriée — V_{g0}, obtenue en général par détection par la grille, une tension alternative U_1 de grande amplitude fournie par l'oscillateur local. Il y a alors détection par la plaque et on obtient dans le circuit de plaque des pointes de courant dont l'amplitude est commandée par la tension de la grille de commande ; le courant détecté, égal à la moyenne des pointes de courant, est lui-même commandé par la grille de commande. Si l'on applique sur celle-ci une tension u_2, de faible amplitude et de fréquence voisine de celle de l'oscillateur, le courant détecté oscille périodiquement entre deux valeurs correspondant respectivement à la concordance et à l'opposition de phases de u_1 et u_2, soit : I_M (maximum) et I_m (minimum) ; on peut alors le regarder comme la somme d'un courant continu I_0 (fig. *IV-30*), et d'un courant alternatif de fréquence égale à celle du battement et d'*amplitude* :

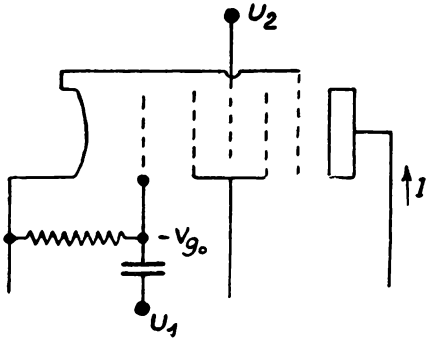


FIG. IV-29.

$$(11) \qquad I = \frac{I_M - I_m}{2}.$$

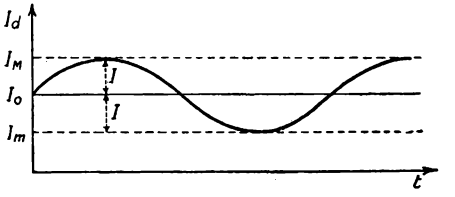


FIG. IV-30.

En définitive, si, pour un choix donné des tensions d'alimentation et de polarisation du tube et une valeur donnée U_1 de la tension de modulation, on applique sur la grille de commande une tension sinusoïdale d'*amplitude* U_2, on obtient dans le circuit de plaque un courant à la fréquence du battement d'amplitude I.

Par assimilation avec le cas d'un tube triode, on appelle *pente de conversion* le rapport :

$$S_c = \frac{I}{U_2}$$

qui joue le même rôle pratique que la pente ordinaire en court-circuit d'un tube amplificateur et s'exprime en général comme elle en milliampères par volt.

— Pour les applications usuelles, on connecte dans le circuit de plaque un circuit d'utilisation qui présente une grande impédance pour les courants à la

fréquence du battement et aux bornes duquel on recueille la tension qui est ensuite amplifiée par les étages à fréquence intermédiaire. Ce circuit réagit sur la tension d'anode et provoque en principe une diminution de la pente apparente du tube, comme cela se produit pour la pente d'un tube amplificateur. En toute rigueur, il faudrait donc distinguer également pour un tube changeur de fréquence la pente en court-circuit et la pente en charge sur un circuit donné. En fait, les tubes changeurs de fréquence ont toujours une très grande résistance interne et fonctionnent comme des tubes pentodes ; la pente en charge est alors pratiquement égale à la pente en court-circuit et la définition donnée plus haut suffit pour caractériser les propriétés de l'étage.

— Dans ces conditions, si l'on désigne par Z le module de l'impédance du circuit de charge pour les courants à fréquence intermédiaire, l'amplitude de la tension V qui apparaît entre ses bornes a pour expression :

$$V = ZI = ZS_c U_2.$$

L'amplification de l'étage est alors caractérisée par le rapport :

$$A = \frac{V}{U_2} = ZS_c$$

qu'on appelle *amplification (ou gain) de conversion*, qui joue le même rôle que l'amplification d'un étage amplificateur et se trouve lié à la pente de conversion par une relation simple comme dans le cas d'un tube pentode.

Mesure directe de la pente de conversion. — Pour accéder à la mesure de la pente de conversion, il suffit en principe d'alimenter le tube changeur de fréquence sous ses tensions normales, y compris la tension de modulation U_1, d'appliquer sur la grille de commande une tension U_2 connue et de mesurer l'amplitude I de la composante alternative du courant de plaque à la fréquence du battement.

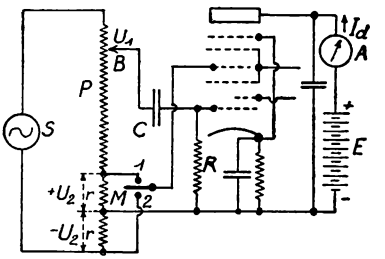


FIG. IV-31.

Si l'on remarque que les courants I_M et I_m représentent respectivement les valeurs du courant détecté lorsque les tensions U_1 et U_2 sont en phase et en opposition de phase et que ces valeurs sont liées à l'amplitude I à mesurer par la relation 11, on voit qu'on peut facilement atteindre I en appliquant sur les deux grilles des tensions *synchrones* en phase, puis en opposition, et en comparant les valeurs correspondantes du courant détecté.

Le montage d'essais peut être réalisé, par exemple, comme l'indique la figure *IV-31*.

Le tube en essai, alimenté et polarisé sous ses tensions normales, est attaqué par une source de courant alternatif S, de fréquence quelconque *a priori*, à travers un réducteur potentiométrique Pr. Le curseur B permet d'appliquer sur la grille de modulation, à travers la capacité C et la résistance de polarisation R, une tension réglable U_1 dont on mesure la valeur à l'aide d'un voltmètre quelconque.

Sur la grille de commande, et par le jeu du commutateur à deux positions M, on applique une tension *d'amplitude* U_2 connue et *constante*, mais de *phase variable*, prise aux bornes de l'une des deux résistances égales r. En plaçant M

sur la position 1 la tension U_2 est en phase avec la tension U_1 ; elle est de phase opposée au contraire en plaçant M sur sa position 2.

Un milliampèremètre A mesure le courant détecté I_d.

— La mesure comporte deux opérations :

a) On ajuste le curseur B de façon à donner à U_1 la valeur normale d'attaque de la grille de modulation et on place le commutateur M sur sa position 1. On lit alors sur A le courant détecté correspondant à la concordance de phase des tensions U_1 et U_2, soit I_M.

b) On place le commutateur M sur sa position 2 et, sans rien changer aux valeurs des tensions, on lit sur A le courant minimal I_m.

On en déduit l'amplitude du courant détecté :

$$I = \frac{I_M - I_m}{2}.$$

et par suite la pente de conversion :

$$S_c = \frac{I}{U_2} = \frac{I_M - I_m}{2\,U_2}$$

en désignant par U_2 l'*amplitude* de la tension appliquée sur la grille de commande.

En pratique, on règle en général les caractéristiques du potentiomètre P et la valeur des résistances r de telle sorte que U_2 soit égale à 0,5 V. On a alors directement :

$$S_c = I_M - I_m$$

exprimée en milliampères/volt si on mesure les courants I_M et I_m en milliampères.

— Ce mode opératoire a pour lui l'avantage de la simplicité du montage qui peut être rapidement réalisé avec les moyens usuels du laboratoire. Par contre, du fait des courbures de la caractéristique du tube et de la distorsion harmonique qui en résulte en fonctionnement normal, le courant I déduit de la formule 11 peut être assez différent de l'amplitude du terme fondamental du courant détecté qui seul intervient en fonctionnement normal dans les montages utilisant un circuit de charge sélectif. La pente calculée peut alors être assez éloignée de la pente de conversion réelle.

Cette méthode est donc *a priori* peu précise et doit être utilisée avec circonspection pour la mesure de la valeur de la pente de conversion. Mais elle est commode pour des mesures comparatives, en particulier pour définir la valeur optimum de la tension U_1 à appliquer sur la grille de modulation pour obtenir la pente maximale.

— Si l'on veut faire une mesure plus précise de la valeur de la pente de conversion, on peut mettre en œuvre le dispositif électrodynamométrique utilisé pour la mesure de la pente d'un tube amplificateur (fig. *IV-18*). Le montage affecte alors l'aspect de la figure *IV-32*. On applique sur les grilles de modulation et de commande du tube deux tensions U_1 et U_2, de fréquences différentes f_1 et f_2, dont les amplitudes sont ajustées aux valeurs normales. Dans le circuit de plaque on connecte la bobine mobile B_2 d'un électrodynamomètre sensible dont les bobines inductrices B_1 sont alimentées par une source S_3 de courant *sinusoïdal* de fréquence f_0 réglable.

Si l'on ajuste f_0 à une valeur voisine de la fréquence de battement des sources S_1 et S_2 :

$$f_0 \approx |f_1 - f_2|$$

on voit l'aiguille de l'électrodynamomètre osciller lentement de part et d'autre de sa position de repos et l'amplitude des oscillations est proportionnelle à l'*amplitude I du terme fondamental* du courant détecté. Un étalonnage préalable permet d'en déduire la valeur de I, donc celle de S_c.

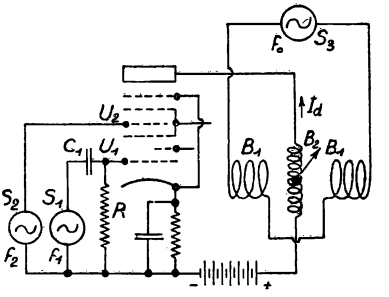


FIG. IV-32.

Mesure directe de l'amplification de conversion. — Le tube en essai est mis en fonctionnement normal et attaqué sous tensions normales et connues par les deux sources de courant alternatif S_1 et S_2, de fréquences f_1 et f_2 (fig. *IV-33*), choisies dans la gamme radioélectrique et fournies par exemple par des générateurs étalonnés.

Dans le circuit de plaque on connecte un circuit antirésonnant accordé sur la fréquence f_0 du battement; un voltmètre électronique fournit la valeur de la tension V qui apparaît aux bornes du circuit.

Pour déterminer l'amplification de conversion, on note la valeur efficace U_2 de la tension appliquée sur la grille de commande et on mesure à l'aide du voltmètre V la valeur efficace de la tension aux bornes du circuit de charge. On mesure d'autre part, par l'un des procédés étudiés au chapitre V pour la mesure des grandes impédances, la valeur Z de l'impédance de ce circuit.

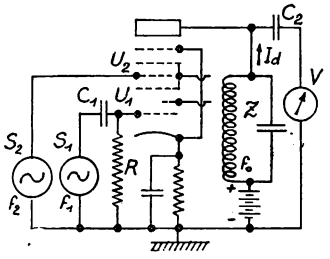


FIG. IV-33.

On en déduit l'amplification de conversion :

$$A = \frac{V}{U_2}$$

et la pente de conversion :

$$S_c = \frac{A}{Z} = \frac{V}{Z U_2}.$$

Cette méthode permet de faire fonctionner le tube dans ses conditions d'emploi réel et de tenir compte des perturbations dues aux courbures des caractéristiques. Elle fournit la valeur vraie de la pente de conversion.

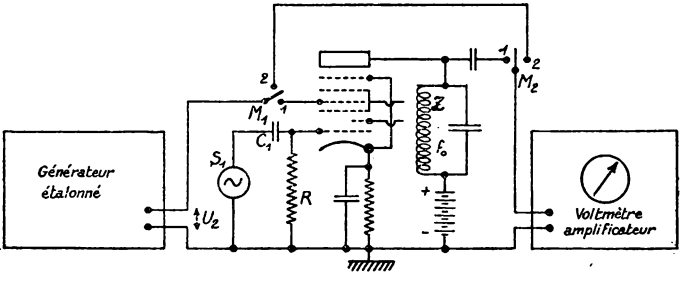


FIG. IV-34.

— Si l'on veut opérer avec des tensions trop faibles pour être mesurées à l'aide d'un voltmètre ou éliminer les erreurs dues à l'incertitude de lecture de ces

appareils, on peut employer une méthode calquée sur celle qui est utilisée pour la mesure de l'amplification d'un amplificateur quelconque (fig. *III-56*). Le montage d'essai affecte alors l'aspect de la figure *IV-34*. La tension U_2 sur la grille de commande est fournie par un générateur étalonné à haute fréquence muni d'un *affaiblisseur réglable et étalonné* (chap. XI, § B 2°).

La tension aux bornes du circuit de charge est *repérée* à l'aide d'un voltmètre amplificateur apériodique ou accordé sur la fréquence f_0 du circuit de charge Z.

On place tout d'abord les commutateurs M_1 et M_2 sur leur position 1 ; on règle le niveau de sortie du générateur étalonné à la valeur U_2 désirée et on ajuste la sensibilité du voltmètre amplificateur pour obtenir une déviation θ. Cela fait, on place les commutateurs M_1 et M_2 sur leur position 2, on accorde le générateur sur f_0 et on fait croître son niveau de sortie de façon à ramener le millivoltmètre sur sa graduation θ initiale. On lit alors la tension de sortie U_2' correspondante.

Le rapport $\frac{U_2'}{U_2}$, dans lequel on a fait croître le niveau de sortie du générateur, lu sur l'étalonnage de l'appareil, est égal à la valeur de l'amplification de conversion. On en déduit comme ci-dessus la pente de conversion.

CHAPITRE V

MESURES DES IMPÉDANCES EN HAUTE FRÉQUENCE

A. — CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

1° Gamme de fréquence.

— En principe les mesures dont nous allons parler sont applicables à toutes les fréquences pour lesquelles les phénomènes de résonance sont bien nets, c'est-à-dire en première approximation pour toutes les fréquences supérieures à 20 000 Hz environ, sans limitation du côté des fréquences élevées.

— Dans ce chapitre, nous limiterons l'étude aux procédés mettant en œuvre un circuit oscillant classique à constantes localisées. Cette condition impose une limite supérieure à la gamme de fréquence utilisable qui s'arrête pratiquement aux environs de 200 MHz par suite des faibles valeurs qu'il faut donner à l'inductance et à la capacité et de l'augmentation rapide des perturbations dues aux inductances et capacités parasites des connexions. Au-delà de 200 MHz les principes que nous allons examiner restent valables, mais il devient indispensable de modifier profondément la technique de construction des circuits résonnants pour faire disparaître les connexions perturbatrices. Au circuit oscillant à constantes localisées se substituent alors les circuits à constantes réparties (lignes, circuits-cloches, cavités résonnantes,...) dont nous examinerons plus loin au chapitre VIII les propriétés et les applications.

2° Caractéristiques des organes fondamentaux.

Résistances. — Dans la gamme des fréquences radioélectriques, la résistance apparaît souvent comme un effet perturbateur correspondant à une absorption d'énergie et à un amortissement des circuits résonnants. Elle intervient généralement comme terme réel d'une impédance complexe et conserve la plupart du temps une valeur faible devant celle de la réactance.

— Les seuls cas usuels où l'on peut être amené à considérer en haute fréquence des résistances pures ou des circuits présentant les caractéristiques d'une résistance pure sont les suivants :

a) Un *circuit-bouchon* à la résonance qui se comporte comme une grande résistance de valeur $\frac{L^2\omega^2}{R} = QL\omega$.

b) Une *antenne demi-onde*, attaquée en son centre, qui se comporte comme une résistance pure égale à la résistance de rayonnement de l'antenne, soit 80 Ω environ.

c) La *résistance de charge d'une ligne de transmission* à ondes progressives, égale à l'impédance caractéristique de cette ligne.

d) L'*impédance d'entrée d'une ligne* à ondes progressives fermée sur son impédance caractéristique.

e) Les *résistances étalons* utilisées pour les mesures. Ces résistances sont en général de faible valeur (quelques ohms à quelques milliers d'ohms au maximum) et constituées suivant les cas par un fil fin rectiligne ou des enroulements Ayrton-Perry (chap. I, § A 1°, p. 6).

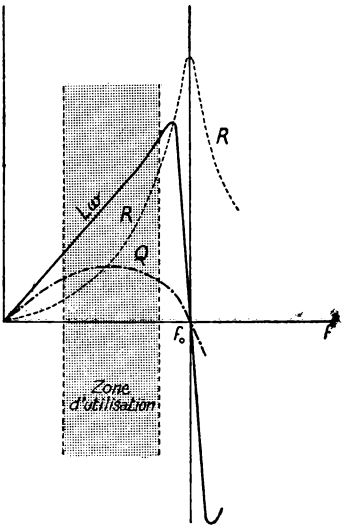


FIG. V-1.

f) Les *résistances faibles* entrant dans la construction de certains affaiblisseurs.

g) Les *résistances d'isolement* ou de *pertes* dans un diélectrique.

Inductances. — Pendant longtemps on n'a employé en radiotechnique que des bobines à air enroulées sur un support isolant de dimensions réduites. Actuellement, surtout pour les fréquences inférieures de la gamme radioélectrique, on emploie des bobines à noyau de fer comportant un noyau magnétique, fixe ou réglable, composé de poudre de fer agglomérée ou de ferrite.

Généralement ces bobines sont connectées aux bornes d'une capacité variant de 50 à 1 000 pF environ et constituent avec cette capacité un circuit oscillant en résonance ; la fréquence d'utilisation est toujours inférieure à la fréquence propre f_0 de la bobine seule et la zone d'utilisation se situe dans les cas usuels comme l'indique la partie ombrée de la figure *V-1*. Dans ces conditions, comme nous l'avons déjà vu au chapitre I, § A 2°, p. 13 :

a) l'inductance apparente L est sensiblement constante, mais cependant varie un peu avec la fréquence, surtout du côté des fréquences supérieures de la gamme d'utilisation ;

b) la résistance apparente R croît rapidement avec la fréquence ;

c) le facteur de qualité Q passe par un maximum très aplati précisément dans la zone d'utilisation ; il varie donc peu et, pour les applications usuelles, on peut le regarder comme une constante caractéristique de la bobine :

d) l'impédance de la bobine s'écrit alors sous la forme :

$$\mathcal{R} = L\omega\left(\frac{1}{Q} + \mathrm{j}\right)$$

dans laquelle la réactance $L\omega$ est le facteur de grandeur et le facteur de pertes $\frac{1}{Q}$ le facteur de qualité.

— L'inductance des bobines utilisées varie de quelques dizièmes de microhenrys à quelques centaines de millihenrys.

Les facteurs de qualité sont élevés ; ils dépassent généralement 100 et atteignent 200 à 400 pour les bobinages soignés.

— Contrairement à ce qui a lieu en basse fréquence, les inductances ne sont pas utilisées comme étalons en haute fréquence en raison des changements, faibles mais non négligeables, de leurs caractéristiques en fonction de la fréquence et des perturbations d'origines extérieures.

Condensateurs. — Les condensateurs sont utilisés en haute fréquence sous deux formes de réalisation :

a) Les *condensateurs à diélectrique* solide, constitués le plus souvent par des feuilles de mica ou des plaques isolantes à faibles pertes diélectriques métallisées sur leurs faces opposées. Ils sont utilisés, soit sous forme de condensateurs fixes, soit sous forme de condensateurs ajustables. Leurs valeurs s'échelonnent de quelques picofarads à quelques nanofarads ; leur angle de pertes est toujours très petit par rapport à celui des bobines avec lesquelles ils sont jumelés.

b) Les *condensateurs à air*, employés surtout sous forme de condensateurs variables, dont les valeurs sont comprises entre quelques picofarads et un nanofarad. Leur facteur de mérite est toujours très faible et leur facteur de pertes est pratiquement négligeable pour la plupart des applications usuelles.

Les condensateurs à air sont les seuls organes dont les caractéristiques restent bien définies et pratiquement indépendantes de la fréquence dans la gamme radioélectrique. Pour cette raison, sous réserve des limitations et précautions indiquées au chapitre I, § A 3°, p. 27, les *condensateurs variables à air constituent les étalons fondamentaux des mesures à haute fréquence.*

3° Appareillage.

Sources de courant. — Pour les mesures en laboratoire on utilise des oscillateurs à haute fréquence de faible puissance, réglables en fréquence et en niveau de sortie.

En général leur fréquence est étalonnée et varie d'une façon continue dans une gamme très étendue. Ils fournissent une tension pratiquement sinusoïdale réglable également en niveau d'une façon continue et étalonnée en valeur efficace ; les niveaux de sortie usuels sont de l'ordre de quelques volts à quelques dizaines de volts. Enfin ils comportent souvent un oscillateur à basse fréquence qui permet de moduler l'onde fournie à fréquence musicale fixe, 400 ou 1 000 Hz, et à taux de modulation fixe, soit 30 % environ, ou progressivement variable entre 0 et 80 %.

— Dans le cas où la mesure nécessite l'emploi de niveaux très faibles et étalonnés, on utilise couramment des générateurs étalonnés munis d'affaiblisseurs du type décrit au chapitre XI, § B 2°, pour les essais des récepteurs.

— Dans le cas au contraire où la mesure exige de mettre en œuvre une puissance notable, par exemple pour des mesures en charge sur une antenne, on est conduit à utiliser un oscillateur puissant, en général constitué par le poste émetteur qui alimente normalement le circuit à étudier, ou par un poste auxiliaire équivalent. La puissance et la fréquence sont réglables en principe mais non étalonnés *a priori* ; il faut alors prévoir s'il y a lieu des appareils de mesure appropriés.

Appareils de contrôle. — Dans presque tous les cas, en haute fréquence, les dispositifs expérimentaux font intervenir plus ou moins directement les propriétés sélectives d'un circuit oscillant. La fréquence joue alors un rôle fondamental et intervient directement dans le résultat de la mesure au même titre que les valeurs des courants ou des tensions. Il faut donc incorporer au montage des appareils de mesure de ces grandeurs.

— Dans le cas où l'on utilise un oscillateur étalonné en fréquence, la valeur de la fréquence est simplement lue sur le cadran gradué de l'appareil ; dans le cas contraire il faut prévoir un fréquencemètre ou ondemètre auxiliaire de l'un des types décrits au chapitre VII, § C.

— Pour la mesure des courants, on fait usage exclusivement des thermocouples, ou mieux pour les fréquences élevées, d'un fil incandescent associé à un pyromètre, ces deux dispositifs étant les seuls dont le fonctionnement soit indépendant de la fréquence. Cependant ces indicateurs thermiques sont peu sensibles et ne peuvent être utilisés que dans les circuits à faible impédance mettant en jeu des puissances déjà appréciables ; de plus ils sont fragiles et leur gamme de fonctionnement reste assez étroite. Il en résulte qu'ils sont relativement peu employés, sauf dans certains cas particuliers, et que l'appareil type, presque exclusivement utilisé en pratique courante pour la mesure des niveaux, est le voltmètre électronique ; celui-ci donne en outre la possibilité de bénéficier des avantages des méthodes de mesure utilisant la résonance de tension (chap. II, § D 2° et 3°).

— Pour les essais nécessitant de déterminer la valeur efficace de la tension, on utilise un voltmètre à détection quadratique, par exemple un tube détecteur par la courbure de plaque. Dans le cas contraire, le plus fréquent, on utilise plutôt les voltmètres à diodes qui fournissent une détection linéaire dès que la tension atteint un niveau suffisant et ne comportent pas de réglage de zéro nuisible à la stabilité du fonctionnement. Ces appareils se divisent d'ailleurs en deux classes qui ne peuvent être employées indifféremment :

a) Les voltmètres à grande constante de temps qui fonctionnement en voltmètre de crête et sont utilisés pratiquement pour mesurer la valeur efficace d'une onde non modulée. Ils ont l'avantage d'avoir une grande impédance d'entrée et par suite de perturber relativement peu les circuits sur lesquels on les connecte.

b) Les voltmètres à faible constante de temps et à plus faible impédance d'entrée qui permettent de mesurer la valeur efficace de la porteuse d'une onde modulée, quel que soit le taux de modulation, mais qui ne peuvent être connectés sans précaution aux bornes des circuits à étudier.

Pour les usages courants de laboratoire, on emploie très fréquemment le voltmètre à diode du type General Radio décrit au chapitre I, § D 1°, p. 74. Grâce à sa tête mobile qui permet de supprimer presque complètement les connexions, cet appareil permet d'opérer dans toute la gamme radioélectrique avec autant de facilité qu'en basse fréquence, moyennant certaines précautions élémentaires dans cette gamme, en particulier le repérage correct des points de masse. Par contre, *il ne faut pas oublier que c'est un voltmètre de crête* et que ses indications *ne sont valables qu'en tension sinusoïdale non modulée.* Si on le connecte aux bornes d'un circuit oscillant, le filtrage est automatiquement réalisé et il n'y a pas de précautions particulières à prendre ; dans le cas contraire, il faut s'assurer que la tension mesurée est pratiquement sinusoïdale, par exemple par observation à l'oscilloscope cathodique, ou faire toute réserve quant à la valeur lue sur l'appareil.

— L'oscilloscope cathodique constitue également dans la gamme radio-

électrique un appareil de contrôle intéressant. Les types usuels permettent de relever des oscillogrammes nets et stables jusqu'à des fréquences de l'ordre de quelques dizaines de mégahertz ; certains plus récents permettent même d'atteindre des fréquences sensiblement plus élevées. Toutefois l'application la plus intéressante et la plus fréquente de l'oscilloscope en haute fréquence est l'étude de la modulation, soit par le relevé de l'oscillogramme de modulation, soit par la méthode du trapèze (chap. IX, § B 2°).

— Enfin, l'écouteur téléphonique, ou le haut-parleur, jumelé à un détecteur avec ou sans amplificateur, est souvent utilisé pour le contrôle qualitatif de la modulation et comme détecteur de zéro dans un pont ou dans une méthode de battement.

Précautions de montage. — En haute fréquence l'inductance des connexions et les capacités à la masse prennent une importance d'autant plus grande que la fréquence est plus élevée et deviennent des causes importantes de perturbations. Les inductions directes, magnétiques ou électrostatiques, entre les divers organes d'un même circuit et entre les connexions liées à ces organes, peuvent introduire des réactions parasites susceptibles de modifier profondément certains réglages fondamentaux des mesures, par exemple d'empêcher la réalisation du zéro dans un pont ou un dispositif de compensation quelconque.

Pour obtenir des circuits de mesure bien définis, stables et étalonnables sans ambiguïté, susceptibles de permettre des mesures précises faciles à interpréter, il est indispensable de séparer nettement les divers éléments constitutifs des circuits, de leur donner des valeurs bien connues et bien stables, et de dépister méthodiquement les effets parasites.

Dans ce but, il est très important de s'inspirer pour tous les montages en haute fréquence des recommandations fondamentales suivantes :

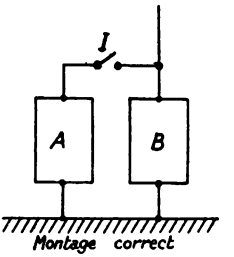


FIG. V-2 *a*.

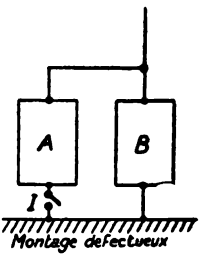


FIG. V-2 *b*.

a) *Bien fixer les potentiels de tous les circuits en les reliant systématiquement à la masse* chaque fois que cela est possible, de telle sorte que les capacités à la masse des divers organes soient mises en court-circuit ou hors circuit et ne risquent pas de venir perturber l'impédance d'autres tronçons de circuit. Cette remarque joue par exemple lorsqu'il y a lieu de connecter deux circuits *A* et *B* en parallèle à travers un interrupteur qui permet de mettre en circuit ou d'isoler l'un d'eux ; il faut alors connecter *en permanence* les deux circuits à la masse et placer l'interrupteur sur la connexion reliant les pôles opposés (fig. *V-2 a*) ; si l'on mettait l'interrupteur sur le fil de masse du circuit à isoler (fig. *V-2 b*), la capacité à la masse de ce circuit viendrait se placer en parallèle sur l'autre circuit au moment où l'on ouvre *I* et perturberait ses caractéristiques apparentes.

b) Choisir la disposition des divers organes de façon à *réduire le plus possible le nombre et la longueur des connexions.*

c) Réaliser des *montages rigides* et *indéformables* de telle sorte que les effets parasites inévitables dus à l'inductance des connexions et aux capacités réparties restent automatiquement constants dans tous les essais et puissent être éliminés par différence des résultats de deux mesures ou compensés.

d) *Blinder soigneusement* les divers organes, fractions de circuit et con-

nexions, tant pour stabiliser les effets parasites inévitables (capacités à la masse) que pour éliminer les couplages entre les divers éléments de circuit.

e) *Choisir avec soin les points de jonction des divers circuits entre eux ou à la masse* de telle sorte que les impédances des connexions, souvent relativement importantes en haute fréquence, se trouvent en série avec des éléments de circuit ayant une *réactance inductive* sensiblement plus élevée. Par exemple, si l'on veut connecter un voltmètre électronique aux bornes d'un circuit oscillant dans lequel la connexion AB (fig. V-3) qui relie l'inductance L à la capacité C a une longueur appréciable, il est *indispensable a priori* de connecter le voltmètre à la borne B du condensateur et non pas à la borne A de l'inductance. Dans le premier cas en effet l'impédance de la connexion AB se trouve en série avec l'inductance L dont elle ne fait que modifier l'impédance apparente, souvent d'une quantité négligeable. Dans le second cas au contraire elle se trouve en série avec la capacité et peut introduire une erreur importante d'étalonnage (chap. I, § A 3°, p. 23).

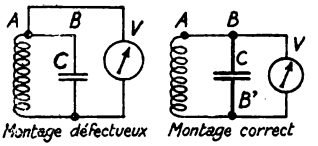


FIG. V-3.

Dans cet exemple, on peut allonger sans inconvénient grave les connexions BA et BV, en série avec des impédances élevées, mais il faut obligatoirement réduire le plus possible la connexion BCB' qui intervient dans l'étalonnage du condensateur.

f) Choisir les liaisons des circuits à la masse de façon à éviter que ces circuits se trouvent couplés les uns aux autres par l'intermédiaire d'un tronçon commun de fil ou de bande de masse, dont l'inductance peut avoir parfois une valeur suffisante pour provoquer des réactions nocives. Les meilleures précautions pour éviter ces couplages consistent à réaliser les masses, non pas par des fils ou bande d'impédance appréciable, mais par des châssis en tôle de grande surface, ou à ramener tous les fils de masse en un même point pour éviter que des circuits puissent se fermer par la masse.

4° Techniques de mesure.

Ponts. — Nous avons vu au chapitre II, § A 3°, p. 153 que l'emploi du pont en haute fréquence se heurtait à des difficultés expérimentales ayant pour causes premières les capacités parasites, les impédances des connexions et les inductions directes entre organes. Ces difficultés, croissant avec la fréquence et avec la valeur des impédances connectées dans les branches du pont, imposent des limites à l'usage du pont comme appareil de mesure des impédances dans la gamme des fréquences radioélectriques.

Moyennant la mise en œuvre méthodique de certaines précautions détaillées au chapitre II, § A 3°, il est possible de remédier partiellement à ces difficultés. Le premier pont de la General Radio Company, par exemple, permet des mesures à lectures directes des résistances jusqu'à 111 Ω et des capacités jusqu'à 1 150 pF pour des fréquences pouvant atteindre 4 MHz. Des réalisations plus récentes [1] donnent la possibilité d'élever la fréquence de travail jusqu'à 60 ou 165 MHz et de mesurer des impédances de plus grandes valeurs.

[1] A Radio Frequency Bridge for impedances Measurements from 400 kc : s to 60 Mc : s. D. B. SINCLAIR, *Proceed. I. R. E.*, novembre 1940.
— Radio Frequency Bridges, B. L. KIRKE, *J. I. E. E.* vol. 92, part. 1, n° 49, january 1945.

— Cependant, compte tenu des difficultés de réglage et des précautions à prendre, l'emploi courant du pont en haute fréquence reste le plus souvent limité aux faibles impédances et aux fréquences inférieures de la gamme.

Dans ces limites le pont permet des mesures à lectures directes et bénéficie des avantages pratiques des ponts à basse fréquence, en particulier de la facilité d'interprétation des résultats. En utilisant des méthodes de substitution, comme nous le verrons ci-après, on peut étendre son utilisation à des impédances quelconques, mais l'interprétation des résultats nécessite alors des calculs, parfois longs, qui font perdre une partie des avantages de cette technique d'essais et la précision des mesures diminue.

— Les ponts en *T* dont nous avons analysé le principe au chapitre II, § B, p. 163, fournissent un moyen élégant de tourner une partie des difficultés inhérentes aux ponts ordinaires dérivés du pont de Wheatstone. Leur fonctionnement se ramenant en définitive à la résonance d'un circuit oscillant, les *ponts en T constituent un intermédiaire entre les ponts ordinaires et le circuit résonnant simple.* Ils gardent du pont la précision de mesure résultant de l'emploi d'une méthode de zéro ; ils acquièrent par contre certains avantages et inconvénients des circuits oscillants, en particulier :

a) les circuits ne comportent pas de résistances variables, les mesures étant entièrement faites à partir de deux condensateurs variables étalonnés et d'une résistance fixe ;

b) les conditions d'équilibre dépendent de la fréquence ;

c) pour couvrir une gamme étendue de fréquences, il faut utiliser un grand nombre de bobines ;

d) les mesures ne sont pas à lectures directes et nécessitent des calculs parfois assez longs ;

e) les champs de mesures directes des résistances, inductances et capacités sont limités.

Sous ces réserves, les ponts en *T*, par exemple du type représenté sur la figure *II-41*, se prêtent mieux aux mesures en haute fréquence que les ponts ordinaires et permettent d'élever jusqu'au voisinage de 30 MHz la limite des fréquences utilisables couramment.

— D'une façon générale, les ponts sont des appareils de mesure des impédances commodes et précis surtout tant qu'on reste dans la partie inférieure de la gamme des fréquences utilisée en radiotechnique, mais leur mise au point est délicate et ils ne peuvent donner de bons résultats que si leur construction est très soignée. En fait, ils sont encore relativement peu utilisés pour les mesures courantes et on leur préfère les méthodes utilisant la résonance d'un circuit oscillant, plus simples, plus souples parfois, et applicables dans une gamme de fréquences beaucoup plus étendue.

Circuit oscillant. — Les circuits oscillants utilisés en haute fréquence ont des facteurs de surtension *Q* élevés, qui peuvent atteindre couramment quelques centaines, contrairement à ce qui a lieu pour les circuits à basse fréquence. On obtient donc des résonances très nettes qui peuvent servir de critère commode et suffisamment précis pour des mesures.

Les dispositifs utilisant la résonance d'un circuit oscillant sont en général de construction simple et d'emploi facile. Ils sont utilisables d'une façon courante jusqu'aux fréquences de l'ordre de 30 MHz, mais, moyennant des précautions de montage appropriées, ils peuvent permettre des mesures à des fréquences beaucoup plus élevées, par exemple de l'ordre de 200 MHz. Enfin, sous la seule condition de remplacer le circuit oscillant par des oscillateurs

de formes mieux appropriées aux ondes très courtes, la technique de mesure correspondant à l'emploi de la résonance reste applicable dans toute la gamme des fréquences radioélectriques jusqu'aux fréquences les plus élevées.

Par ailleurs l'utilisation du circuit oscillant n'exige comme étalon qu'une seule capacité variable qui permet d'effectuer toutes les mesures, aussi bien celles des résistances que celles des réactances, et d'éliminer les difficultés ou incertitudes résultant de l'emploi en haute fréquence de résistances étalonnées.

— A côté de ces avantages importants, et si on le compare aux ponts, le circuit oscillant présente quelques inconvénients : précision moindre, opérations pratiques et surtout dépouillement des résultats parfois longs et pénibles. De plus, sa mise en œuvre nécessite l'emploi d'une source de tension parfaitement stable. Il n'en est pas moins que, pendant longtemps, le circuit oscillant a été le seul circuit de mesure utilisable en haute fréquence et qu'il reste encore actuellement le circuit de mesure type le plus courant pour les mesures usuelles.

Conclusions. — On dispose donc en haute fréquence de deux techniques de mesure employant respectivement les ponts et le circuit oscillant. Ces deux techniques se complètent et elles ont chacune leurs avantages, leurs inconvénients et des champs d'application propres : les ponts sont plus avantageux et quelquefois seuls utilisables dans la partie inférieure de la gamme des fréquences radioélectriques, ils sont plus simples à manipuler et plus précis tant que les impédances à mesurer restent faibles. Le circuit oscillant est d'une réalisation plus facile et exige moins de précautions expérimentales, mais il est moins précis, surtout aux fréquences inférieures ; par contre il reste seul utilisable pour les fréquences les plus élevées.

B. — MESURES AUX PONTS A HAUTE FRÉQUENCE

1° Ponts ordinaires.

— Nous avons examiné ci-dessus, chapitre II, § A 3°, p. 155, un exemple de réalisation de pont, du type pont de Wheatstone, spécialement étudié pour les mesures en haute fréquence. Pour fixer les idées et mettre en lumière les caractéristiques essentielles des mesures au pont aux fréquences radioélectriques, nous allons poursuivre sur ce cas particulier la discussion des modalités d'application.

Mesures directes. — Le pont à haute fréquence de la General Radio Company, schématisé (fig. *II-29*), est essentiellement un pont de Sauty-série, muni d'une tête de pont de rapport unité et comportant dans la branche étalon une résistance variable de 0 à 111 Ω et une capacité variable de valeur maximale 1 150 pF. Dès lors, on ne peut mesurer directement sur ce pont que des résistances inférieures à 111 Ω et des capacités inférieures à 1 150 pF, ou des impédances équivalentes à une combinaison série de ces deux éléments.

— Dans le cas d'une résistance pure, inférieure à 111 Ω, il faut court-circuiter la capacité C de la branche étalon pour pouvoir réaliser l'équilibre du pont.

— Dans le cas d'une résistance, toujours inférieure à 111 Ω, mais shuntée par une capacité appréciable (bornes, connexions, etc.) on ne peut réaliser l'équilibre qu'en shuntant la résistance étalon R par une capacité variable à air qui permette de compenser la capacité de la résistance inconnue.

— Dans le cas au contraire d'une résistance possédant une réactance d'auto-induction notable, il faut shunter cette résistance par une capacité variable sans pertes γ, réglée de façon à annuler complètement la réactance inductive, donc de valeur telle que (chap. I, § A 1°, p. 5) :

$$L = \gamma R^2.$$

— On peut étendre le champ des mesures en connectant une capacité étalonnée auxiliaire en parallèle sur la capacité variable C de la branche étalon (bornes *e d*, fig. *II-29*) ou une résistance auxiliaire étalonnée en série avec la résistance variable R (bornes *f g*, fig. *II-29*). Mais il est prudent de ne pas aller trop loin dans cette voie sans une discussion serrée et chiffrée de l'influence des capacités à la masse qui viennent shunter les résistances étalons et risquent d'être la cause d'erreurs importantes.

Mesures indirectes. — Pour mesurer, soit une capacité ou une résistance supérieure aux valeurs ci-dessus, soit une inductance, il faut opérer par voie indirecte. Une solution relativement simple consiste à combiner l'impédance inconnue avec des condensateurs en série ou en parallèle tels que l'ensemble se comporte comme une capacité résistante rentrant dans la gamme de fonctionnement du pont. On mesure alors l'impédance apparente de cet ensemble et, connaissant les valeurs des capacités auxiliaires, on en déduit par le calcul les éléments de l'impédance inconnue.

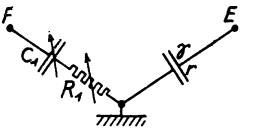


FIG. V-4 *a*.

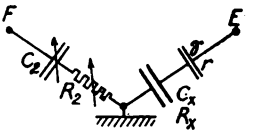


FIG. V-4 *b*.

Les cas usuels les plus intéressants sont les suivants :

Capacités supérieures à 1 150 pF. — Pour ramener la valeur de la capacité apparente dans la gamme du pont, il suffit de connecter la capacité inconnue en série avec une capacité auxiliaire γ de valeur appropriée.

Soit à mesurer un condensateur de capacité $C_x > 1\,150$ pF et de résistance R_x.

On opère en deux temps :

a) on place dans la branche « inconnue » du pont une capacité auxiliaire γ de résistance r (fig. *V-4 a*) ; l'équilibre du pont donne alors les valeurs :

$$(1) \qquad \begin{cases} C_1 = \gamma \\ R_1 = r. \end{cases}$$

b) on connecte le condensateur inconnu en série avec le condensateur auxiliaire dans la branche du pont (fig. *V-4 b*). Un nouvel équilibre donne les valeurs C_2 et R_2 telles que :

$$(2) \qquad \begin{cases} \dfrac{1}{C_2} = \dfrac{1}{C_x} + \dfrac{1}{\gamma} \\ R_2 = R_x + r. \end{cases}$$

On en déduit : (3)

$$\begin{cases} C_x = \dfrac{C_1 C_2}{C_1 - C_2} \\ R_x = R_2 - R_1. \end{cases}$$

— Pour que la mesure soit possible, il faut et il suffit que les capacités C_1 et C_2 soient toutes deux inférieures à la valeur maximale C_m du condensateur étalon du pont, c'est-à-dire en dernière analyse que la capacité auxiliaire γ soit inférieure ou au plus égale à C_m. Sous cette seule réserve, on peut mesurer une capacité C_x quelconque.

— Les relations (3) donnent pour expressions des erreurs sur C_x et R_x en fonction des erreurs de mesure au pont sur C_1, C_2, R_1 et R_2 :

$$\frac{\Delta C_x}{C_x} = \frac{C_x}{C_1} \cdot \frac{\Delta C_1}{C_1} + \frac{C_x}{C_2} \cdot \frac{\Delta C_2}{C_2}$$

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{R_2}{R_x} \cdot \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{R_1}{R_x} \cdot \frac{\Delta R_1}{R_1}.$$

Soit, en tenant compte des égalités (1) et (2) :

$$\frac{\Delta C_x}{C_x} = \frac{C_x}{\gamma} \cdot \frac{\Delta C_1}{C_1} + \left(1 + \frac{C_x}{\gamma}\right) \frac{\Delta C_2}{C_2}$$

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \left(1 + \frac{r}{R_x}\right) \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{r}{R_x} \frac{\Delta R_1}{R_1}.$$

Elles sont d'autant plus faibles, toutes choses égales par ailleurs, que γ est plus grand et r plus petit.

Il en résulte que, pour se placer dans les meilleures conditions de mesures, on réalisera la capacité auxiliaire γ à l'aide d'un condensateur pratiquement sans pertes (capacité à air) et de valeur voisine de C_m, soit dans le cas actuel de 1 000 à 1 100 pF.

Inductances. — En principe, pour la mesure d'une inductance L_x de résistance R_x, on opère de la même manière que pour une grande capacité en la connectant en série avec une capacité appropriée γ r.

Un premier équilibre, réalisé après avoir connecté en série l'inductance inconnue, donne un premier groupe de valeurs C_1 et R_1 telles que :

$$(4) \qquad \begin{cases} \dfrac{1}{C_1 \omega} = \dfrac{1}{\gamma \omega} - L_x \omega \\ R_1 = R_x + r. \end{cases}$$

Un second équilibre réalisé avec la capacté auxiliaire seule, donne un second groupe de valeurs :

$$(5) \qquad \begin{cases} C_2 = \gamma \\ R_2 = r. \end{cases}$$

On en déduit finalement :

$$(6) \qquad \begin{cases} L_x = \left(\dfrac{1}{C_2} - \dfrac{1}{C_1}\right) \dfrac{1}{\omega^2} = \dfrac{C_1 - C_2}{C_1 C_2 \omega^2} \\ R_x = R_1 - R_2. \end{cases}$$

— Pour que la mesure soit possible il faut que :

a) dans la première opération l'ensemble inductance-capacité auxiliaire ait une réactance de capacité et que la capacité équivalente C_1 reste inférieure ou égale à C_m ;

b) dans la seconde opération, la capacité γ reste inférieure ou au plus égale à la valeur maximale C_m de la capacité étalon du pont.

Autrement dit, la capacité γ doit satisfaire aux trois conditions fondamentales :

$$L_x \gamma \omega^2 < 1$$
$$\gamma \leqslant C_m$$
$$C_1 = \frac{\gamma}{1 - L_x \gamma \omega^2} \leqslant C_m$$

qui se réduisent en fait à deux :

$$\gamma < \frac{1}{L_x \omega^2}$$
$$\gamma \leqslant \frac{C_m}{1 + L_x C_m \omega^2}$$

et finalement à une seule si l'on remarque que la limite imposée par la première inégalité est toujours supérieure à celle qui est définie par la seconde, soit donc :

$$\gamma \leqslant \frac{C_m}{1 + L_x C_m \omega^2}. \tag{7}$$

— Les relations (6) donnent pour expression des erreurs sur L_x et R_x en fonction des erreurs sur C_1, C_2, R_1 et R_2 :

$$\frac{\Delta L_x}{L_x} = \frac{C_2}{C_1 - C_2} \cdot \frac{\Delta C_1}{C_1} + \frac{C_1}{C_1 - C_2} \cdot \frac{\Delta C_2}{C_2}$$
$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{R_1}{R_x} \cdot \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{R_2}{R_x} \cdot \frac{\Delta R_2}{R_2}.$$

Soit en tenant compte des relations (5) et (6) :

$$\frac{\Delta L_x}{L_x} = \left(\frac{1}{L_x \gamma \omega^2} - 1\right) \frac{\Delta C_1}{C_1} + \frac{1}{L_x \gamma \omega^2} \frac{\Delta C_2}{C_2}$$
$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \left(1 + \frac{r}{R_x}\right) \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{r}{R_x} \frac{\Delta R_2}{R_2}.$$

Elles sont d'autant plus faibles, toutes choses égales par ailleurs, que γ est plus grand et r plus faible.

Il en résulte qu'on devra réaliser la capacité γ à l'aide d'un condensateur pratiquement sans pertes, de valeur aussi grande que possible compatible avec l'inégalité (7) pour l'inductance à mesurer et la fréquence de travail imposée.

Si l'on ne connaît pas *a priori* l'ordre de grandeur de L_x, on fait une première mesure avec une capacité γ de *faible valeur quelconque.* On en déduit une valeur approchée de L_x, à l'aide de laquelle on calcule la valeur optimale de γ et on recommence la mesure avec cette nouvelle capacité auxiliaire.

— La capacité γ à utiliser est d'autant plus faible que l'inductance à mesurer est plus grande.

Résistances supérieures à 111 Ω. — Pour mesurer une résistance supérieure à 111 Ω il faut la combiner avec une impédance auxiliaire telle que la résistance apparente de l'ensemble soit ramenée dans la gamme du pont ; une solution souvent utilisée consiste à shunter la résistance par une capacité appropriée.

Soit à mesurer une résistance R_x ; si on la shunte par une capacité γ que

nous supposerons sans pertes pour ne pas compliquer le calcul, l'ensemble a pour impédance :

$$\frac{-\,j\,\dfrac{R_x}{\gamma\,\omega}}{R_x - j\,\dfrac{1}{\gamma\,\omega}}$$

et se comporte comme une résistance R en série avec une capacité C de valeurs :

$$(8)\qquad \begin{cases} R = \dfrac{R_x}{1 + R_x^2\gamma^2\omega^2} \\ C = \gamma\left(1 + \dfrac{1}{R_x^2\gamma^2\omega^2}\right). \end{cases}$$

Pour que la mesure soit possible, il faut et il suffit que ces deux quantités prennent simultanément des valeurs respectivement comprises dans les limites de variation des étalons du pont, soit :

$$R < R_m = 111\,\Omega$$
$$C < C_m = 1\,150\ \text{pF}.$$

Les relations (8) donnent alors respectivement comme conditions pour le choix de la capacité γ :

$$(9)\qquad \begin{cases} \gamma > \dfrac{1}{R_x\,\omega}\sqrt{\dfrac{R_x}{R_m} - 1} \\ \dfrac{C_m}{2}\left(1 - \sqrt{1 - \dfrac{4}{R_x^2 C_m^2\,\omega^2}}\right) < \gamma < \dfrac{C_m}{2}\left(1 + \sqrt{1 - \dfrac{4}{R_x^2 C_m^2\,\omega^2}}\right). \end{cases}$$

— Connaissant l'ordre de grandeur de la résistance à mesurer R_x, on peut alors adopter une valeur convenable pour la capacité et mesurer au pont l'impédance de l'ensemble schématisé par la figure *V-5*. L'équilibre du pont fournit deux valeurs C_0 et R_0 telles que :

$$\frac{1}{R_0 - j\,\dfrac{1}{C_0\,\omega}} = \frac{1}{R_x} + j\gamma\omega.$$

On en déduit la valeur de R_x, par la relation :

$$R_x = R_0\left(1 + \frac{1}{R_0^2 C_0^2\,\omega^2}\right).$$

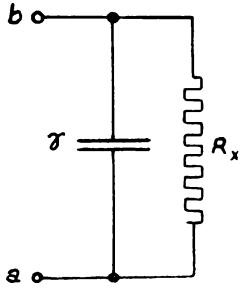


FIG. V-5.

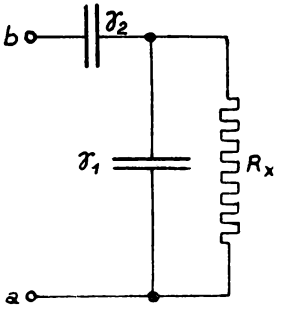


FIG. V-6.

— Les inégalités (9) imposent pour R_x des conditions restrictives, fonctions des caractéristiques du pont ($R_m C_m$) et de la fréquence de travail, et d'autant plus faciles à satisfaire que R_x est plus grand.

Si la résistance R_x est trop faible, on ne peut plus abaisser sa valeur apparente en dessous de R_m sans donner à γ, donc à C, des valeurs trop fortes. Dans ce cas, on peut tourner la difficulté en utilisant une combinaison série parallèle du type schématisé par la figure *V-6*.

Méthodes de substitution. — La présence des bornes *ed* en parallèle sur le condensateur étalon (fig. *II-29*) et de la coupure *fg* en série avec la résistance étalon *R* permet d'opérer par la méthode de substitution partielle, indiquée au chapitre II, § A 1°, p. 142, et de bénéficier des avantages correspondants, particulièrement intéressants à rechercher dans un pont à haute fréquence sujet à toutes les causes d'erreurs dues à une compensation imparfaite.

— Pour mesurer une *faible impédance* $R_x + jX$, c'est-à-dire une impédance inférieure à l'impédance maximale de la branche étalon du pont, on la connecte en série dans la coupure *fg*, on place en *ab* dans la branche Z_3 du pont une impédance tare appropriée et on réalise un premier équilibre qui fournit un groupe de valeurs étalons R_1 C_1. On court-circuite ensuite les bornes *fg*, on refait l'équilibre du pont et on lit un second groupe de valeurs étalons R_2 C_2. On en déduit par différence les éléments de l'impédance inconnue :

$$X = \left(\frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_2}\right)\frac{1}{\omega}$$

$$R_x = R_2 - R_1.$$

Cette méthode peut être utilisée en particulier avec avantage pour la mesure d'une forte capacité ou d'une résistance inférieure à 111 Ω.

— Pour mesurer une *grande impédance*, en particulier une très faible capacité, on la connecte simplement aux bornes *ed* du condensateur étalon *C* et on opère comme il est indiqué pour la mesure en basse fréquence des grandes impédances à l'aide d'un pont de Sauty (chap. III, § B 4°, p. 213). Dans le cas particulier du pont de la General Radio Company (fig. *II-29*), et en raison de la disposition des organes adoptée dans la branche étalon, il y a lieu toutefois d'examiner avec soin l'effet perturbateur dû à la capacité par rapport à la masse des circuits reliés à la borne *d*, laquelle se trouve connectée en shunt sur la résistance *R*. Dans le cas où l'on veut mesurer l'impédance d'un appareil ayant une grande capacité par rapport à la masse, ou *a fortiori* un pôle à la masse, il est préférable de connecter l'impédance inconnue entre la *borne de masse* et la borne » *e* », c'est-à-dire en parallèle sur la branche étalon toute entière.

Le circuit de mesure prend alors l'aspect de la figure *V-7*. L'impédance à mesurer, schématisée par une susceptance *B* shuntée par une conductance *G*, est *reliée en permanence à la masse* par l'un de ses pôles ; un interrupteur *I* permet de connecter l'autre pôle à la borne « *e* » du pont ou de l'isoler, de telle sorte que, lorsque *I* est ouvert, l'impédance inconnue ne puisse avoir aucune réaction sur l'équilibre du pont (remarque « *a* », § A 3°, p. 295).

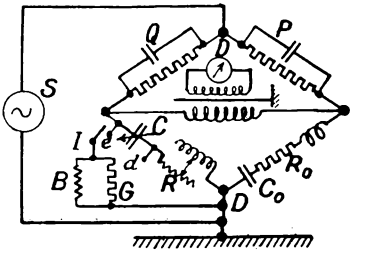


FIG. V-7.

Un premier équilibre réalisé en fermant *I* donne $R_1 C_1$; un second obtenu après avoir ouvert *I* donne $R_2 C_2$; on en déduit :

$$G = \frac{R_2 C_2^2 \omega^2}{1 + R_2^2 C_2^2 \omega^2} - \frac{R_1 C_1^2 \omega^2}{1 + R_1^2 C_1^2 \omega^2}$$

$$B = \frac{C_2 \omega}{1 + R_2^2 C_2^2 \omega^2} - \frac{C_1 \omega}{1 + R_1^2 C_1^2 \omega^2}.$$

2° Ponts en T.

Pont en double T pour la mesure des impédances. — Pour la mesure d'une impédance quelconque jusqu'à 30 MHz, on peut utiliser le pont en double T de Sinclair décrit plus haut (chap. II, § B 2°, p. 173) et représenté schématiquement par la figure *II-41.*

Ce pont opère en définitive par substitution de l'impédance inconnue dans un circuit oscillant préalablement réglé pour obtenir l'équilibre. La technique opératoire s'apparente à celle qu'on utilise pour la mesure des grandes impédances à l'aide du circuit oscillant, avec cet avantage qu'on utilise comme critère de réglage, non plus une résonance, mais une méthode de zéro beaucoup plus précise et *indépendante de la tension de la source.*

— Avec les notations du chapitre II, § B 2°, les éléments shunts de l'impédance inconnue sont donnés par les relations (II-27) :

$$B = -(C_3 - C_{03})\,\omega$$

$$G = R\frac{C^2}{C_1}\,\omega^2 (C_2 - C_{02})$$

En introduisant dans ces relations les valeurs des divers organes indiquées à la page 174, on voit que, en *mesure directe,* le pont de Sinclair permet de mesurer :

a) des capacités de valeur inférieure à 1 000 pF (10^{-9} F) ;

b) des inductances L_x supérieures à $\frac{10^9}{\omega^2}$ H ;

c) des résistances R_x supérieures à $\frac{1{,}15 \cdot 10^{-3}}{C^2\,\omega^2}$ Ω.

Soit, par exemple, en donnant successivement à C les valeurs 54, 31, 17 et 10 pF correspondant aux diverses positions du commutateur de réglage du rapport C^2/C_1 et pour diverses fréquences :

Fréquence	Résistances R_x supérieures à :	Inductances L_x supérieures à :
1 MHz	10 000 Ω	25 μH
3 MHz	3 300 Ω	2,8 μH
10 MHz	1 000 Ω	0,25 μH
30 MHz	330 Ω	0,028 μH

Cette discussion sommaire fait apparaître le caractère pratique essentiel de la méthode qui est précisément adaptée aux mesures des grandes impédances, d'autant plus que la fréquence de travail est plus faible.

— Pour étendre la gamme d'utilisation du côté des basses impédances, on peut opérer par *mesures indirectes* en combinant l'impédance inconnue avec une impédance connue de valeur plus grande connectée en série, par exemple avec une capacité sans pertes, comme il a été indiqué ci-dessus pour les mesures de fortes capacités au pont de la General Radio Company et comme nous le verrons plus loin pour certaines mesures avec le circuit oscillant. On peut aussi choisir d'autres valeurs du rapport $\frac{C^2}{C_1}$.

Pont en T shunté pour la mesure des grandes résistances. — P. M. Honnel a indiqué (1) un montage en T shunté qui se prête à des mesures *approchées*, mais simples, des grandes résistances. Il affecte l'aspect de la figure *V-8* et résulte d'une combinaison des cellules élémentaires en T n° 1 et n° 10 (tableau du chap. II, § B 1°, p. 164).

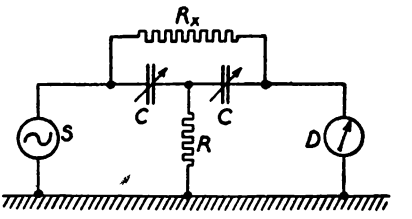


FIG. V-8.

Les capacités C sont constituées par deux condensateurs variables à air jumelés, de valeurs usuelles, égales et étalonnées ; la résistance R est une résistance étalonnée fixe de faible valeur (inférieure à 100 Ω). La résistance à mesurer R_x est placée en shunt sur les capacités C.

Les impédances de transfert des deux cellules élémentaires ont respectivement pour éléments :

$$R'_1 = R_x$$

$$R'_2 = -\frac{1}{RC^2\omega^2}$$

$$C' = \frac{C}{2}$$

et la condition d'équilibre s'écrit :

$$R'_1 + R'_2 - j\frac{1}{C'\omega} = 0.$$

— On ne peut donc pas obtenir le zéro complet à l'indicateur puisqu'il est impossible d'annuler le terme réactif ; mais en ajustant R et C, on peut trouver un réglage qui annule le terme réel ($R'_1 + R'_2 = 0$) et qui correspond à un minimum de déviation du détecteur D.

Une étude plus complète et l'expérience montrent que, dans les cas usuels correspondant aux grandes résistances, ce minimum est assez net pour permettre une détermination précise de C.

On a alors pratiquement au moment du minimum :

$$R_x = \frac{1}{RC^2\omega^2}.$$

— Cette méthode conduit à un dispositif expérimental et à une technique opératoire particulièrement simples. Elle est avantageuse pour la mesure des grandes résistances car elle permet d'opérer à partir des étalons les plus facilement réalisables en haute fréquence : une résistance faible R et une capacité étalonnée à air C. Enfin elle se prête aux mesures de résistances comprises entre 0,01 et 10 MΩ avec une précision de l'ordre des irrégularités d'étalonnage de ce type de résistances.

(1) P. M. HONNEL, *Bridged-T Measurement of High Resistance at Radio Frequencies, Proceed. of the I. R. E.*, february 1940, vol. 28, n° 2, p. 88-90.

C. — MESURES PAR RÉSONANCE D'UN CIRCUIT OSCILLANT

1° Propriétés pratiques d'un circuit oscillant de mesure.

Schéma réel. Précautions de montage. — Au chapitre II, § D 2°, p. 184, nous avons étudié les propriétés d'un circuit oscillant idéal comportant (fig. *II-51* p. 183) une inductance simple L de résistance r, une capacité étalon C et une résistance shunt R. En fait, le circuit équivalent à un circuit oscillant réel est sensiblement plus complexe *a priori* du fait de la présence de certains paramètres résiduels dont il faut obligatoirement tenir compte dans l'étude et la réalisation d'un circuit oscillant de mesure. Les plus importants sont :

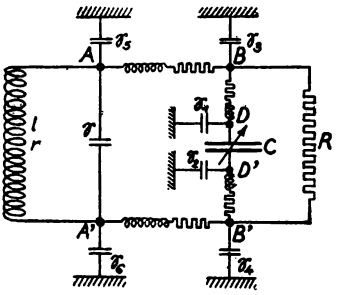


FIG. V-9.

a) la capacité répartie γ de la bobine L ;

b) les capacités γ_1 et γ_2 par rapport à la masse des armatures D et D' du condensateur variable C ;

c) les impédances des connexions AB, $A'B'$, BD et $B'D'$;

d) les capacités à la masse γ_3, γ_4, γ_5, et γ_6 de ces connexions.

Le schéma réel prend alors l'aspect complexe de la figure *V-9*.

— Pour pouvoir faire des mesures bien définies et en tirer des conclusions ne prêtant à aucune indécision, il est indispensable d'éliminer le plus possible ces paramètres résiduels et de bien préciser l'effet pratique de ceux qu'on ne peut faire disparaître.

A cet effet, il convient de prendre *systématiquement* les précautions suivantes au cours du montage d'un circuit oscillant de mesure :

a) *Utiliser un condensateur blindé.*

b) *Mettre à la masse les points B' et D'* (fig. *V-9*) et relier aussi directement que possible à ces points l'*armature enveloppante* du condensateur variable C. La meilleure disposition consiste à fixer directement sur le châssis métallique l'armature du condensateur de façon à éliminer toute connexion.

Grâce à cette disposition, les capacités γ_2 et γ_4 ainsi que la connexion $B'D'$ sont mises en court-circuit ; de plus, la capacité γ_1 se trouve incorporée dans la capacité résiduelle du condensateur variable et il en est tenu compte automatiquement dans l'étalonnage de ce dernier.

La capacité γ_6 se trouve shuntée par l'impédance de la connexion $A'D'$, toujours faible *a priori*, et a par conséquent un effet pratique négligeable. Enfin, la capacité γ_5, toujours faible également, mais variable avec la longueur de la connexion AB, vient se placer en parallèle sur la bobine et ne fait qu'augmenter légèrement sa capacité répartie γ.

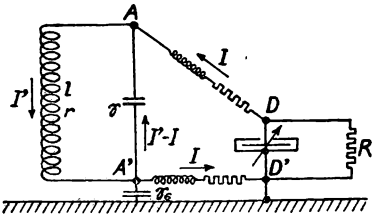
La capacité γ_3, toujours faible, mais de plus variable avec la longueur des connexions AB et BD, vient se placer en parallèle sur le condensateur C et se trouve incorporée dans sa capacité résiduelle, donc dans son étalonnage. Elle peut provoquer des erreurs d'étalonnage si ses variations sont trop importantes.

c) *Réduire le plus possible la longueur de la connexion intérieure BD* du condensateur. L'impédance de cette connexion venant se placer en série avec le condensateur variable C et perturber son étalonnage (chap. I, § A 3°, p. 23), *cette précaution est fondamentale* pour la précision des mesures, d'autant plus

que la fréquence de travail est plus élevée ; elle se ramène à étudier avec soin les formes du condensateur C de telle sorte que sa borne D soit au voisinage immédiat des lames isolées et en liaison avec elles par un conducteur très court, de large section et d'impédance aussi faible que possible.

d) Utiliser un *condensateur étalon à très faible inductance* interne, répondant aux desiderata exposés au chap. I, § A 3°, p. 27.

e) *Réduire* autant que possible les longueurs des *connexions* AB et $A'B'$ reliant la bobine au condensateur. L'inductance de ces connexions en série avec la bobine, ne faisant que modifier son inductance apparente d'une quantité en général négligeable, sauf pour certaines mesures, cette précaution est beaucoup moins critique que la précédente.



FIHG. V-10.

— En définitive, moyennant les précautions ci-dessus, le circuit prend la forme schématique représentée sur la figure *V-10*. Les seuls paramètres résiduels conservés sont, d'une part la capacité répartie de la bobine γ, d'autre part l'inductance des connexions AD et $A'D'$. D'ailleurs, dans certains cas, par exemple lorsqu'on utilise la résonance de tension, on peut mettre directement à la masse (châssis de l'appareil) la borne inférieure A' de la bobine, ce qui a pour effet de mettre également en court-circuit la connexion $A'D'$ et l'impédance correspondante. Notons enfin qu'il est possible de réduire de façon importante l'inductance des connexions en remplaçant celles-ci par des bandes plates constituant des tronçons de ligne à forte capacité répartie et par suite à faible inductance répartie.

Formes pratiques. — Pour son utilisation comme circuit de mesure le circuit oscillant est couplé à une source de courant alternatif par l'un des procédés usuels sur lesquels nous reviendrons plus loin. On maintient *constants* la *fréquence* et le *niveau* de la source et on étudie la loi de variation du courant dans le circuit en fonction des variations du condensateur étalonné C qui constitue à la fois l'organe de réglage et l'étalon de base. Pour chiffrer la réaction du circuit, on dispose de trois grandeurs :

a) le courant I' qui circule dans la bobine « *lr* » et que l'on peut atteindre en pratique en faisant une coupure au centre de la bobine réelle ;

b) le courant I qui circule dans les connexions AD et $A'D'$ reliant la bobine réelle au condensateur et qui est différent de I' à cause de la présence de la capacité répartie γ ;

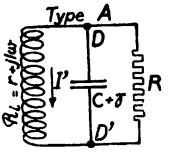


FIG. V-11.

c) la différence de potentiel U entre les bornes DD' du condensateur,

— Lorsqu'on utilise le *courant* I', on est conduit à considérer un circuit constitué : d'une part par la bobine idéale « *lr* » sans capacité répartie, d'autre part par un condensateur équivalent aux deux capacités C et γ connectées en parallèle par l'intermédiaire des connexions AD et $A'D'$. *Si ces deux connexions sont assez courtes* pour que leur impédance soit négligeable devant celle des condensateurs, l'ensemble des capacités C et γ se comporte comme une capacité unique de valeur $C + \gamma$ et le circuit oscillant complet se présente sous l'aspect schématique de la figure *V-11* que nous désignerons par la suite sous le nom de *circuit type A*. On trouve alors un circuit simple du type

de la figure *II-51* dans lequel la bobine a pour impédance *l'impédance interne* ($\mathcal{R}_i = r + j\,l\omega$) de la bobine réelle et la capacité a une valeur $(C + \gamma)$ différente de celle de la capacité étalon. *Si l'impédance des connexions AD et A'D' n'est pas négligeable,* le circuit prend une forme complexe d'analyse difficile et *ne peut plus servir de circuit de mesure* pour étudier le courant *I'*.

— Si l'on utilise le *courant I,* on est conduit à considérer au contraire un circuit constitué : d'une part par la capacité réelle étalonnée *C,* d'autre part par la bobine réelle qui intervient alors dans le circuit par son *impédance externe ou apparente* ($\mathcal{R}_a = R_a + jL_a\omega$).

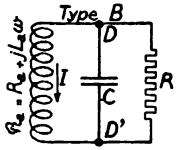


FIG. V-12.

Dans ce cas le circuit prend l'aspect schématique de la figure *V-12,* du même type que la figure *II-51,* que nous désignerons par la suite sous le nom de *circuit type B.* Si l'impédance des connexions *AD* et *A'D'* n'est pas négligeable, cette impédance s'ajoute simplement à celle de la bobine et ne fait que modifier légèrement la valeur de l'impédance apparente de la branche inductive sans modifier l'aspect du circuit ; nous verrons d'ailleurs dans ce qui suit que, dans la plupart des mesures, l'impédance apparente de l'inductance joue un rôle secondaire et s'élimine dans les calculs. Dès lors, *quelles que soient les connexions AD et A'D', le circuit type B reste bien défini et utilisable comme circuit de mesure* à condition de prendre pour impédance apparente de la branche inductive du circuit la somme de l'impédance apparente de la bobine et de celle des connexions.

— Rappelons qu'on peut facilement passer du type *A* au type *B,* ou inversement, en utilisant les formules de liaison entre l'impédance interne et l'impédance externe de la bobine, établies au chapitre I, § A 2°, p. 12. Dans les cas usuels ces formules prennent la forme simple des relations (9) p. 12.

En désignant par C_0 la capacité lue sur l'étalonnage de *C* au moment de la résonance sur la fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$ de la source et par $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ la fréquence propre de la bobine, on peut écrire :

$$L_a C_0 \omega^2 = 1$$

$$l\gamma\omega_0^2 = 1$$

d'où :
$$\left(\frac{f}{f_0}\right)^2 = \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 = \frac{l\gamma}{L_a C_0}$$

soit, en portant cette valeur dans la deuxième relation (9- p. 12) :

$$\frac{l}{L_a} = 1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 = 1 - \frac{l\gamma}{L_a C_0}$$

d'où :
$$\frac{L_a}{l} = 1 + \frac{\gamma}{C_0}.$$

Les relations (9) et (10) du chap. I peuvent alors s'écrire sous l'une des trois formes :

(10)
$$\begin{cases} \dfrac{L_a}{l} = \dfrac{1}{1 - l\gamma\omega^2} = \dfrac{1}{1 - \left(\dfrac{f}{f_0}\right)^2} = 1 + \dfrac{\gamma}{C_0} \\ \dfrac{R_a}{r} = \dfrac{1}{(1 - l\gamma\omega^2)^2} = \dfrac{1}{\left[1 - \left(\dfrac{f}{f_0}\right)^2\right]^2} = \left(1 + \dfrac{\gamma}{C_0}\right)^2 \\ \dfrac{Q_a}{Q_i} = 1 - l\gamma\omega^2 = 1 - \left(\dfrac{f}{f_0}\right)^2 = \dfrac{C_0}{C_0 + \gamma} \end{cases}$$

avec :

$$Q_i = \frac{l\omega}{r} \qquad Q_a = \frac{L_a\omega}{R_a}.$$

Couplage avec la source. — *Couplage inductif.* — La source est couplée au circuit par l'intermédiaire d'une bobine à *couplage lâche* avec la bobine du circuit oscillant; elle crée dans cette bobine une force électromotrice E. Le circuit se présente alors sous la forme de la figure *V-13*.

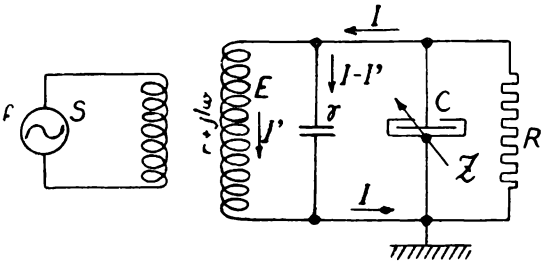


FIG. V-13.

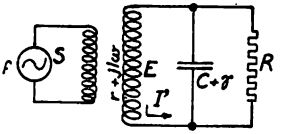


FIG. V-14.

— Si l'on considère le courant I' dans la bobine, le circuit oscillant prend la forme A et l'ensemble se présente sous la forme schématique de la figure *V-14*, identique à celle du circuit simple des figures *II-51*, *II-52* et *II-53*. L'étude du fonctionnement se développe alors comme il a été dit au chapitre II sous la seule condition de faire figurer explicitement dans les équations l'impédance interne $(r + jl\omega)$ de la bobine et la capacité totale $(C + \gamma)$.

— Si l'on considère au contraire le courant I dans les connexions reliant la bobine au condensateur, les équations du circuit de la figure *V-13* s'écrivent, en désignant par $\mathfrak{Z}$ l'impédance du condensateur C shunté par la résistance R, compte tenu s'il y a lieu de l'impédance des connexions reliant la bobine au condensateur :

$$(r + jl\omega)\mathfrak{I}' + \mathfrak{Z}\mathfrak{I} = \mathfrak{E}$$

$$\mathfrak{Z}\mathfrak{I} - j\frac{1}{\gamma\omega}(\mathfrak{I} - \mathfrak{I}') = 0$$

d'où l'on tire en éliminant I' :

$$\left[\frac{(r + jl\omega)\left(\mathfrak{Z} - j\frac{1}{\gamma\omega}\right)}{-j\frac{1}{\gamma\omega}} + \mathfrak{Z}\right]\mathfrak{I} = \mathfrak{E}.$$

Soit finalement :

$$\left[\mathfrak{Z} + \frac{-j\frac{1}{\gamma\omega}(r + jl\omega)}{r + j\left(l\omega - \frac{1}{\gamma\omega}\right)}\right]\mathfrak{I} = \frac{-j\frac{1}{\gamma\omega}}{r + j\left(l\omega - \frac{1}{\gamma\omega}\right)}\mathfrak{E}$$

de la forme : (11) $$[\mathfrak{Z} + \mathfrak{R}_a]\mathfrak{I} = \mathfrak{E}_a$$

où $\mathfrak{R}_a$ représente l'*impédance apparente* $(R_a + jL_a\omega)$ de la bobine réelle et $\mathfrak{E}_a$ une force *électromotrice apparente* de valeur :

$$\mathcal{E}_a = \frac{-\,j\frac{1}{\gamma\omega}}{r + j\left(l\omega - \frac{1}{\gamma\omega}\right)}\mathcal{E}$$

soit, *en module*, avec les notations et approximations qui ont été utilisées pour l'établissement des relations (9) (chap. I, § A 2°, p. 12) et des relations (10) ci-dessus :

$$(12) \qquad E_a \approx \frac{E}{1 - l\gamma\omega^2} = \frac{E}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2} = \left(1 + \frac{\gamma}{C_0}\right)E.$$

— Ces résultats découlent directement du théorème de Thévenin en considérant la bobine comme une source d'impédance $\mathcal{R}_a$ et de *f.* é. m. $\mathcal{E}_a$ débitant dans le circuit extérieur *RC*.

— Si la force électromotrice réelle *E* est constante en grandeur et en fréquence, il en est de même de la force électromotrice apparente E_a tant qu'on est assez *loin de la fréquence propre de la bobine* pour que le terme $l\gamma\omega^2$ reste petit devant l'unité ou tant qu'on *ne change pas les caractéristiques de cette bobine* en cours de mesure, ceci *quelle que soit la valeur de la capacité variable C.*

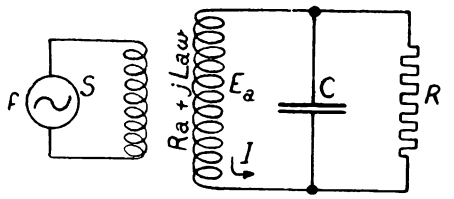


FIG. V-15.

Tout se passe alors comme si l'on avait affaire à un circuit simple du type *B*, identique à celui des figures *II-51*, *II-52* et *II-53*, constitué par une bobine idéale d'impédance égale à l'*impédance apparente* de la bobine réelle et un condensateur de valeur égale à la capacité étalonnée *C*, et dans lequel agirait une force électromotrice constante E_a (fig. *V-15*).

— Dans les deux cas le calcul de la tension *U* aux bornes du circuit et la discussion générale se conduisent comme il a été dit au chapitre II. Les conclusions restent les mêmes, à savoir :

a) quand on utilise la *résonance de courant*, il faut employer un circuit *sans pertes latérales* ($R = \infty$) et systématiquement réglé *à la résonance* ($C = C_0$) ;

b) la *résonance de tension*, au contraire, permet de conduire simplement la discussion dans le *cas le plus général*, quelles que soient les valeurs de *R* et de *C*, mais sous réserve qu'on ne modifie pas en cours de mesure les caractéristiques de la bobine.

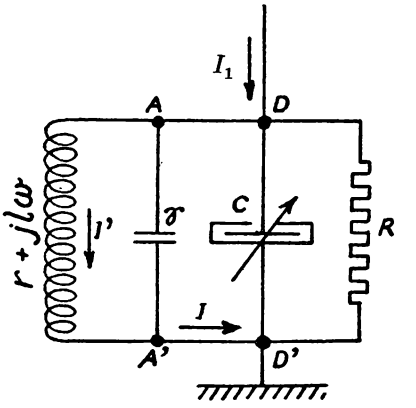


FIG. V-16.

— Dans ces conditions, suivant que l'on considère le circuit sous la forme *A* (fig. *V-14*) ou sous la forme *B* (fig. *V-15*), les équations qui définissent son fonctionnement s'écrivent avec les notations utilisées au chapitre II, § D 3°, p. 191-192) :

(13)

	Circuit du type A	Circuit du type B
Facteur de pertes	$\frac{1}{Q} = \frac{r}{l\omega} + \frac{l\omega}{R}$	$\frac{1}{Q} = \frac{R_a}{L_a\omega} + \frac{L_a\omega}{R}$
Résonance	$l(C_0 + \gamma)\omega^2 = 1$ $I'_0 \approx \frac{E}{r}$ $U_0 = QE$	$L_a C_0 \omega^2 = 1$ $I_0 \approx \frac{E_a}{R_a}$ $U_0 = QE_a$
Accord quelconque	$U = \frac{E}{\sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left[\frac{\Delta C}{C_0 + \gamma}\right]^2}}$ $U = \frac{U_0}{\sqrt{1 + \left[Q\frac{\Delta C}{C_0 + \gamma}\right]^2}}$	$U = \frac{E_a}{\sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{\Delta C}{C_0}\right)^2}}$ $U = \frac{U_0}{\sqrt{1 + \left(Q\frac{\Delta C}{C_0}\right)^2}}$

Couplage par capacité ou par dérivation. — Dans le cas d'un couplage par capacité (chap. II, § D 3°, p. 194), et plus généralement dans celui d'un couplage par dérivation *sous courant pratiquement constant* I_1, à travers un circuit quelconque de grande impédance, couplé aux bornes DD' du condensateur étalon, le circuit affecte la forme générale de la figure *V-16* déduite de la figure *II-55*.

— En posant :

$$\mathcal{Y} = \frac{1}{R} + \mathrm{j}C\omega$$

$$\mathcal{Y}' = \frac{1}{R} + \mathrm{j}(C + \gamma)\omega$$

les courants I dans les connexions et I' dans la bobine ont respectivement pour valeurs (fig. *V-17 a* et *b*) :

(14)

$$\begin{cases} \mathfrak{I} = \dfrac{\frac{1}{\mathcal{Y}}}{R_a + \mathrm{j}L_a\omega + \frac{1}{\mathcal{Y}}}\mathfrak{I}_1 = \dfrac{\mathfrak{I}_1}{\mathcal{Y}(R_a + \mathrm{j}L_a\omega) + 1} \\ \mathfrak{I}' = \dfrac{\frac{1}{\mathcal{Y}'}}{r + \mathrm{j}l\omega + \frac{1}{\mathcal{Y}'}}\mathfrak{I}_1 = \dfrac{\mathfrak{I}_1}{\mathcal{Y}'(r + \mathrm{j}l\omega) + 1}. \end{cases}$$

— De même, suivant le type de circuit sur lequel on opère, la tension U entre les bornes DD' du condensateur C s'exprime par les relations :

(15)

$$\begin{cases} \text{pour le circuit } a : \quad \mathfrak{U} = (r + \mathrm{j}l\omega)\mathfrak{I}' = \dfrac{(r + \mathrm{j}l\omega)\mathfrak{I}_1}{\mathcal{Y}'(r + \mathrm{j}l\omega) + 1} \\ \text{pour le circuit } b : \quad \mathfrak{U} = (R_a + \mathrm{j}L_a\omega)\mathfrak{I} = \dfrac{(R_a + \mathrm{j}L_a\omega)\mathfrak{I}_1}{\mathcal{Y}(R_a + \mathrm{j}L_a\omega) + 1} \end{cases}$$

Tout se passe alors comme si l'on avait affaire à un circuit simple, du type *A* ou *B*, dans lequel agirait une force électromotrice apparente de module *constant* :

$$\text{pour le circuit } a : \quad E'_a = l\omega I_1 \sqrt{1 + \left(\frac{r}{l\omega}\right)^2}$$

$$\text{pour le circuit } b : \quad E_a = L_a \omega I_1 \sqrt{1 + \left(\frac{R_a}{L_a \omega}\right)^2}.$$

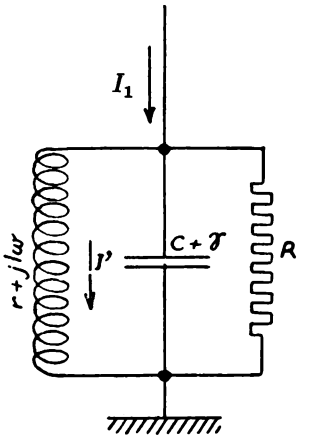


FIG. V-17 *a*.

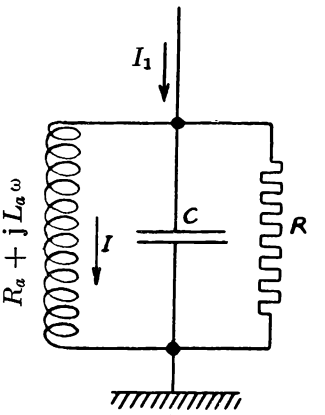


FIG. V-17 *b*.

Soit, dans les conditions usuelles correspondant à l'emploi d'une bobine dont le facteur de qualité est grand devant l'unité :

$$E'_a \approx l\omega I_1.$$

$$E_a \approx L_a \omega I_1$$

— Les relations (14) et (15) se présentent toutes sous la forme de la relation trouvée pour l'étude de la résonance de tension dans le cas d'un couplage inductif (chap. II, § D, 2°, p. 186) et se discutent de la même façon, sous la seule réserve que I_1 soit constant. Il en résulte que, dans le cas du *couplage par dérivation* :

a) La *résonance de courant* peut être *utilisée, sans aucune restriction* et en *toute rigueur*, dans des conditions tout à fait générales et identiques à celles de la résonance de tension pour un circuit simple à couplage inductif. La seule condition à satisfaire est que le *courant d'excitation* I_1 *reste constant*, quel que soit le réglage de *C*, ce qui exige que l'impédance connectée dans le circuit de dérivation (capacité r dans le montage de la figure *II-55*) soit toujours très grande devant celle du circuit de mesure, donc que l'on utilise une *source S de tension élevée*.

b) La *résonance de tension* jouit des *mêmes propriétés*, sous la seule réserve que l'*inductance de la bobine ne soit pas modifiée* en cours de mesure.

Les relations fondamentales du circuit s'écrivent alors :

(16)

	Circuit du type A	Circuit du type B
Facteurs de pertes	$\frac{1}{Q} = \frac{r}{l\omega} + \frac{l\omega}{R}$	$\frac{1}{Q} = \frac{R_a}{L_a\omega} + \frac{L_a\omega}{R}$
Résonance	$l(C_0 + \gamma)\omega^2 = 1$ $I'_0 = Q I_1$ $U_0 = Q E'_a$	$L_a C_0 \omega^2 = 1$ $I_0 = Q I_1$ $U_0 = Q E_a$
Accord quelconque	$I' = \frac{I'_0}{\sqrt{1 + \left[Q\frac{\Delta C}{C_0 + \gamma}\right]^2}}$ $U = \frac{U_0}{\sqrt{1 + \left[Q\frac{\Delta C}{C_0 + \gamma}\right]^2}}$	$I = \frac{I_0}{\sqrt{1 + \left(Q\frac{\Delta C}{C_0}\right)^2}}$ $U = \frac{U_0}{\sqrt{1 + \left(Q\frac{\Delta C}{C_0}\right)^2}}$

Couplage par résistance. — Si l'on réalise le couplage de la source par une *faible* résistance r_0 en série dans l'un des fils de liaison de la bobine au condensateur, en principe dans la connexion $A'D'$ reliée à la masse, et traversée par un courant d'excitation I_1 pratiquement constant et *grand devant le courant I* (fig. *II-56*), le circuit prend l'aspect de la figure *V-18*. Il fonctionne en circuit du type *B* dans lequel agirait une force électromotrice apparente $E_a = r_0 I_1$ (Théorème de Thévenin) et se prête alors, comme le circuit simple des figures *II-51*, *II-52* et *II-53*, aux mesures utilisant la résonance de tension ou la résonance du courant *I* dans les connexions. Les équations du circuit ont même forme que dans le cas du couplage inductif (relations 13, type B).

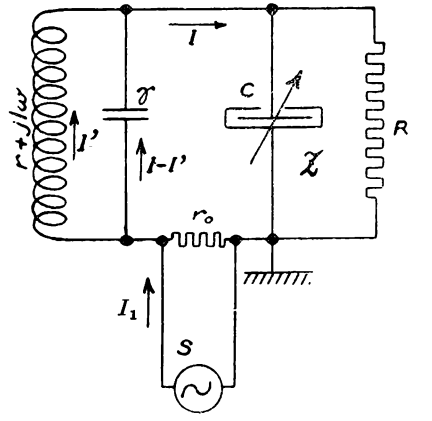


FIG. V-18.

— L'étude du courant I' dans la bobine est moins immédiate. En désignant par $\mathfrak{Z}$ l'impédance du condensateur variable *C* shunté par *R*, les équations du circuit s'écrivent pratiquement *tant que* I_1 *reste grand devant I* :

$$(r + \mathrm{j}l\omega)\mathfrak{I}' + \mathfrak{Z}\mathfrak{I} \approx r_0\mathfrak{I}_1$$

$$(r + \mathrm{j}l\omega)\mathfrak{I}' + \mathrm{j}\frac{1}{\gamma\omega}(\mathfrak{I} - \mathfrak{I}') = 0$$

d'où l'on tire :

$$\left[r + \mathrm{j}l\omega + \frac{-\mathrm{j}\frac{\mathfrak{Z}}{\gamma\omega}}{\mathfrak{Z} - \mathrm{j}\frac{1}{\gamma\omega}}\right]\mathfrak{I}' = \frac{r_0\mathfrak{I}_1}{1 + \mathrm{j}\mathfrak{Z}\gamma\omega}.$$

On retrouve l'équation d'un circuit simple du type A soumis à l'action d'une force électromotrice apparente :

$$\mathcal{E}_a = \frac{r_0 J_1}{1 + j\Xi\gamma\omega}.$$

Cette force électromotrice étant fonction de Ξ, donc variable avec la capacité d'accord C, la variation du courant I' en fonction de C ne suit pas la loi simple étudiée au chapitre II. Il en résulte que le couplage par résistance se prête mal en pratique à l'étude de la résonance du courant I' dans la bobine.

Par contre, si l'on admet, comme pour l'étude de la résonance de courant dans un circuit simple, que la résistance R est pratiquement infinie et qu'on *maintient la capacité C à sa valeur C_0 correspondant à l'accord exact*, il vient :

$$l(C_0 + \gamma)\omega^2 = 1$$

$$\Xi \approx -j\frac{1}{C_0\omega} = -j\frac{l\omega}{1 - l\gamma\omega^2}$$

et par suite en module : $$I'_0 \approx \frac{E_a}{r}$$

avec : $$E_a \approx r_0 I_1(1 - l\gamma\omega^2)$$

expressions analogues à celles qui régissent la résonance de courant dans un circuit simple, sous réserve que E_a ne varie pas en cours de mesure, ce qui exige : soit que la fréquence de travail soit très inférieure à la fréquence propre de la bobine ($l\gamma\omega^2 << 1$), soit qu'on ne modifie pas l'inductance de la bobine ni sa capacité répartie ($l\gamma = C^{te}$).

— Le couplage par résistance est donc *surtout adapté aux circuits du type B* dans lequel la bobine intervient par son impédance apparente ($R_a + jL_a\omega$). Pratiquement, son emploi est actuellement limité à l'appareil de mesure désigné sous le nom d'acuimètre et étudié plus loin.

Montages usuels. — *Résonance de courant.* — Il résulte des considérations qui précèdent que, dans le cas de la résonance de courant, le montage le plus rationnel serait celui qui utilise le couplage par dérivation (fig. *V-16*) et qui, seul, permet d'étudier simplement et sans aucune restriction une résonance de courant. Cependant, en pratique courante, il est d'une utilisation difficile car, pour obtenir dans le circuit des courants mesurables à l'aide des ampèremètres usuels à haute fréquence (thermocouples), il nécessiterait l'emploi d'une source de tension très élevée. On lui préfère le plus souvent le dispositif à couplage inductif du type représenté sur les figures *V-14* et *V-15* plus simple à réaliser ou le couplage par résistance de la figure *V-18*.

— Cela étant, l'emploi de la résonance de courant nécessite d'intercaler dans le circuit un ampèremètre à haute fréquence, en principe un thermocouple ou un fil incandescent, qui contrôle suivant le cas le courant I ou le courant I'. On utilise le courant I, autrement dit on opère sur un circuit du type B, lorsqu'on veut faire intervenir l'impédance apparente ($R_a + jL_a\omega$) de la bobine. On utilise au contraire le courant I' et un circuit du type A lorsqu'on est appelé à considérer l'impédance interne ($r + j\,l\,\omega$).

— Pour mesurer le courant I, il faut intercaler le thermo-élément dans l'une

des connexions AD ou $A'D'$ reliant la bobine au condensateur (fig. *V-10*). Si on le plaçait dans la connexion supérieure AD (fig. *V-19 a*), sa capacité à la masse viendrait se placer en parallèle sur le circuit oscillant et risquerait de perturber gravement la valeur de la capacicté répartie de la bobine donc son impédance apparente. Cette solution est à proscrire *a priori* ; elle ne serait admis-

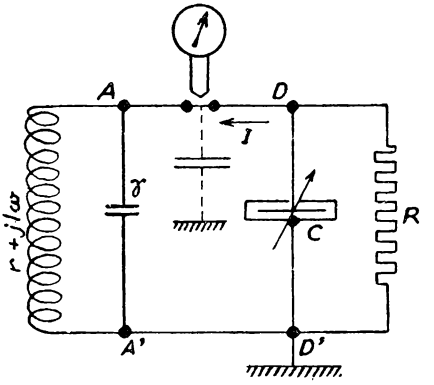


FIG. V-19 *a*.

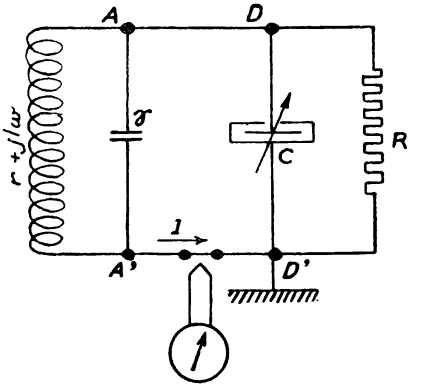


FIG. V-19 *b*.

sible qu'à condition de faire usage d'un dispositif à fil incandescent ou un thermocouple à chauffage indirect possédant une très faible capacité avec la masse. Il faut donc obligatoirement connecter le thermo-élément dans la connexion inférieure $A'D'$ dont une extrémité est toujours mise à la masse (fig. *V-19 b*).

Comme d'autre part, dans le cas de la résonance de courant et d'un couplage inductif, on est conduit à utiliser un *circuit sans pertes latérales* ($R = \infty$) et *maintenu à l'accord exact* ($C = C_0$), le montage pratique prend la forme de la figure *V-20*.

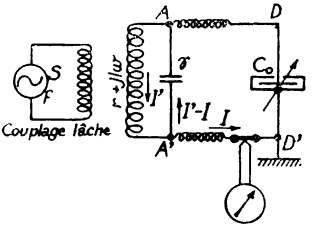


FIG. V-20.

— La capacité γ de la bobine se trouvant en réalité répartie tout le long de l'enroulement, le courant I' n'est accessible qu'au centre de la bobine au point où se trouve le ventre de courant ; pour le mesurer, il faut donc connecter le thermo-élément en ce point, c'est-à-dire dans une coupure $\alpha\beta$ pratiquée au centre de symétrie électrique de la bobine (fig. *V-21*).

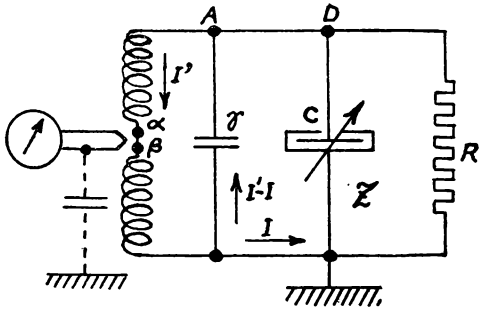


FIG. V-21.

Cette disposition naturelle présente l'inconvénient de shunter la moitié inférieure de la bobine par la capacité à la masse de l'appareil de mesure ; elle n'est acceptable que dans le cas où l'on utilise

un dispositif à fil incandescent ou un thermo-couple à chauffage indirect à faible capacité.

Dans la plupart des cas usuels on est amené à mesurer, non pas la valeur réelle du courant I', mais un rapport de deux valeurs de ce courant. On tourne alors la difficulté en reportant la mesure sur le courant I qui, dans les conditions d'emploi normal du circuit (C_0 constant), est proportionnel à I' ; on a en effet (fig. V-20) en négligeant l'impédance des connexions AD, $A'D'$:

$$-\mathrm{j}\frac{1}{\gamma\omega}(I'-I) = -\mathrm{j}\frac{1}{C_0\omega}I$$

d'où :

$$I' = \left(1 + \frac{\gamma}{C_0}\right)I.$$

— Dès lors, toutes les mesures de courant peuvent se ramener à celle du courant I à l'aide d'un thermo-élément connecté dans la connexion inférieure $A'D'$ et, quel que soit le type de circuit sur lequel on opère, le montage pratique d'essais prend toujours la forme de la figure *V-20*.

Dans ce montage, l'impédance de l'appareil de mesure se trouve en série avec l'impédance des connexions AD-$A'D'$, donc en série dans le circuit considéré sous la forme B ; de plus, elle intervient comme un élément perturbateur dans le cas où l'on opère sur un circuit du type A. Il importe donc d'utiliser un thermo-élément de résistance négligeable devant les réactances du circuit et assez faible devant sa résistance pour ne pas introduire un amortissement parasite appréciable.

Sous ces réserves, les équations du circuit à la résonance s'expriment sous la forme des relations 13 relatives à la résonance de courant dans un circuit à couplage inductif.

Résonance de tension. — Pour mettre en œuvre la résonance de tension, il suffit de connecter aux bornes du circuit un voltmètre V qui mesure la différence de potentiel U entre les bornes DD' du condensateur étalonné C (fig. *V-10*). Dans ces conditions, la connexion inférieure $A'D'$ entre la bobine et le condensateur peut être supprimée en reliant directement à la masse la borne inférieure A' de la bobine ; on fait disparaître en même temps l'impédance correspondante en sorte que l'impédance parasite se réduit à celle de la connexion supérieure AD.

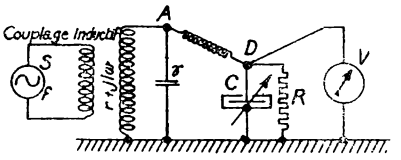


FIG. V-22.

Comme d'autre part, dans le cas où l'on utilise la résonance de tension, on peut traiter simplement le problème dans toute sa généralité, quelles que soient les valeurs de la résistance R et du condensateur d'accord C, et employer indistinctement l'un quelconque des trois modes de couplage examinés plus haut, le circuit de mesure peut être réalisé, suivant le mode de couplage adopté sous l'une des trois formes représentées par les figures *V-22*, *V-23* et *V-24* et régis par les relations 13 et 16.

Tous ces circuits ont en commun les propriétés suivantes :

a) La résistance R peut être quelconque ; elle contient implicitement toutes les résistances d'isolement du circuit, ainsi que la résistance du voltmètre ; elle peut contenir également des résistances extérieures de valeurs quelconques *a priori*, sous la seule réserve qu'elles n'amortissent pas le circuit au point de rendre incertaine l'observation de la résonance.

b) Le voltmètre V est un voltmètre à haute fréquence quelconque *a priori*. En fait, on utilise en général un voltmètre électronique d'impédance très grande de façon à ne pas introduire d'amortissement inutile du circuit. L'impédance de la connexion reliée à la borne supérieure D du condensateur, se trouvant en série avec le voltmètre, n'intervient pratiquement dans le circuit que par sa capacité à la masse en parallèle sur C; cette connexion peut donc être un peu quelconque sous réserve que sa capacité reste faible et *constante*. Dans ces conditions, la seule perturbation apportée par le voltmètre se ramène à sa capacité d'entrée qui vient se connecter en parallèle avec le circuit ; dans le cas d'un ensemble monté avec des éléments rigides, elle est simplement incluse dans la capacité résiduelle du condensateur étalonné.

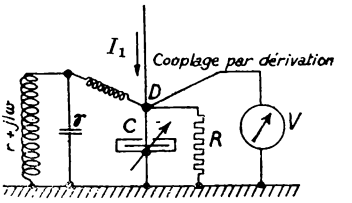


FIG. V-23.

Autrement dit, l'appareil de mesure n'apporte dans ce cas aucune perturbation appréciable au circuit comme cela a lieu du fait du thermo-élément dans le cas de la résonance de courant.

c) On peut à volonté : soit faire fonctionner les circuits à l'accord comme dans le cas de la résonance de courant, soit opérer par déréglages pour relever la loi de variation de U de part et d'autre de l'accord et bénéficier des avantages de ce mode opératoire.

d) Tous les appareils constituant le circuit de mesure ont un pôle à la masse ; les paramètres résiduels perturbateurs sont alors bien définis et réduits au minimum possible (connexion supérieure AD) ; il devient facile d'en discuter les effets et, s'il y a lieu, d'en tenir compte dans l'interprétation des mesures.

e) En principe, ces circuits fonctionnent en circuits du type B et la bobine intervient par son impédance apparente ($R_a + j L_a\omega$). Cependant, surtout dans le cas des figures *V-22* et *V-23*, on peut s'il y a lieu intercaler un organe, par exemple une résistance étalonnée, dans une coupure faite au centre de la bobine et faire fonctionner le circuit sous la forme A.

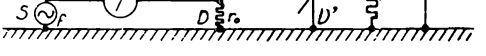


FIG. V-24.

— Les circuits des figures *V-22*, *V-23* et *V-24* sont donc d'un emploi pratique très souple et très général ; ils peuvent être utilisés avec des sources de faible puissance et constituent en fait les circuits de mesure types en haute fréquence. Celui de la figure *V-24* permet en outre d'évaluer simplement à l'aide de l'ampèremètre A_m la valeur de la force électromotrice apparente $E_a = r_0 I_1$.

Remarque. — Toutes les considérations qui précèdent ne sont applicables aux circuits du type A que si les impédances des connexions AD et $A'D'$ sont négligeables devant la réactance du condensateur C. Dans le cas des circuits du type B, au contraire, elles sont toujours valables à condition d'ajouter l'impédance des connexions à celle de la bobine ; L_a et R_a représentent alors respectivement l'inductance et la résistance apparentes *totales de la branche inductive* y compris, dans le cas de la fig. *V-24*, la résistance de couplage r_0.

Principe général des mesures. — Pour effectuer des mesures d'impédance en haute fréquence à l'aide d'un circuit résonnant on est conduit à réaliser

un circuit oscillant de référence dans lequel on insère l'impédance à mesurer, soit en série dans l'une des connexions AD et $A'D'$ reliant la bobine au condensateur (en principe la connexion $A'D'$ ayant un point à la masse), soit en parallèle sur les bornes DD' du condensateur.

La détermination des éléments de l'impédance à mesurer s'effectue par comparaison des caractéristiques apparentes du circuit oscillant avec et sans l'impédance inconnue.

La mesure se ramène alors à la détermination des caractéristiques d'un circuit oscillant de mesure.

2° Détermination des caractéristiques d'un circuit oscillant de mesure.

Définition. — En principe, le circuit de référence doit être réalisé à l'aide d'organes de très haute qualité de façon à obtenir des résonances très nettes et à pouvoir déceler de faibles variations des caractéristiques du circuit, en particulier de l'amortissement, lorsqu'on connecte l'impédance inconnue. Il comporte essentiellement :

a) une inductance, de valeur adaptée à la fréquence de travail, et ayant un facteur de qualité aussi grand que possible (égal ou supérieur à 200 par exemple) ;

b) un condensateur variable étalon, répondant aux caractéristiques détaillées au chapitre I, § A 3°, p. 27, en particulier en ce qui concerne l'inductance et la résistance des connexions internes que nous *supposerons négligeables* dans ce qui suit, et possédant en outre un facteur de mérite aussi faible que possible.

Dans ces conditions, le facteur de pertes du condensateur :

$$\operatorname{tg}\delta_c = \frac{1}{RC\omega}$$

reste toujours faible devant celui de la bobine :

$$\operatorname{tg}\delta_b = \frac{R_a}{L_a\omega}$$

en sorte que, tant que le circuit de référence fonctionne seul, son facteur de surtension Q, que l'on peut écrire :

$$\frac{1}{Q} = \frac{R_a}{L_a\omega} + \frac{L_a\omega}{R} = \frac{R_a}{L_a\omega} + \frac{1}{RC_0\omega}$$

soit :

$$\frac{1}{Q} = \operatorname{tg}\delta_b + \operatorname{tg}\delta_c$$

se réduit pratiquement à celui de la bobine seule :

$$Q \approx \frac{1}{\operatorname{tg}\delta_b} = \frac{L_a\omega}{R_a}.$$

— L'appareil de mesure peut être constitué : soit par un thermo-couple de résistance très faible inséré dans la connexion inférieure reliant la bobine à la borne masse du condensateur, soit *mieux* par un voltmètre électronique d'impédance très grande connecté en parallèle sur le condensateur.

— Dès lors, tant que le circuit de référence est isolé, tout se passe en première approximation comme si la *résistance* R était *infinie* et le circuit se présente sous la forme schématique de la figure *V-25*. Nous admettrons dans ce qui

suit, pour fixer les idées et permettre les discussions, qu'on utilise le *couplage inductif* et qu'on met en circuit simultanément les deux appareils de mesure.

Nous admettrons en outre, avec les conséquences indiquées au paragraphe précédent, que les connexions reliant la bobine au condensateur et le thermocouple ont des impédances pratiquement négligeables.

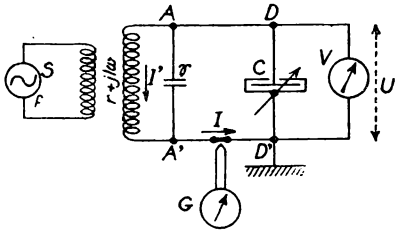


FIG. V-25.

— Cela étant, avant de mettre en œuvre le circuit de référence pour mesurer des impédances quelconques, il importe de préciser les moyens dont on dispose pour déterminer avec précision ses diverses caractéristiques à la fréquence de la mesure et de mettre au point les modes opératoires fondamentaux qui sont à la base de toutes les mesures.

Détermination de la capacité de résonance. — Dans toutes les mesures reposant sur les propriétés du circuit oscillant, la réalisation de la résonance constitue le réglage fondamental de base qui joue un rôle comparable à celui de l'équilibre dans un pont. La valeur particulière C_0 de la capacité C qui réalise la résonance joue donc un rôle de premier plan et doit être déterminée avec le plus de précision possible.

— Nous savons (chap. II, § D 3°) que cette valeur particulière C_0 est celle qui correspond *simultanément, avec les approximations admises,* au maximum du courant I dans le circuit et au maximum de la tension U entre les bornes du condensateur.

— En principe, on peut donc la déterminer expérimentalement en ajustant la capacité variable étalonnée C de façon à amener au maximum de déviation le thermo-couple G mesurant le courant I ou le voltmètre V mesurant la tension U.

— Pour obtenir une précision admissible, il faut alors, tout d'abord, utiliser un *circuit de très bonne qualité* donnant lieu à une résonance bien nette. Mais cette condition ne peut pas toujours être satisfaite, par exemple lorsqu'on veut mesurer une résistance qui amortit obligatoirement le circuit où on l'insère ; de plus, même dans le cas d'un très bon circuit, la détermination exacte du maximum reste toujours incertaine puisque la tangente en ce point est horizontale.

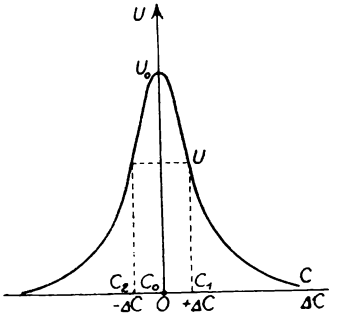


FIG. V-26.

— On peut obtenir facilement une précision très supérieure en utilisant un mode opératoire particulier qui met à profit la *symétrie de la courbe de résonance de tension* (chap. II, § D 3°, p. 192). Le circuit de mesure étant équipé pour relever une courbe de tension (fig. *V-22, V-23* ou *V-24*), on détermine deux valeurs C_1 et C_2 de la capacité variable, situées de part et d'autre de l'accord dans les *régions à grande pente* de la courbe de résonance et correspondant à une *même valeur* U de la tension lue sur le voltmètre V (fig. *V-26*). On a alors par raison de symétrie (relations 13 et 16) :

$$C_1 - C_0 = |\Delta C| = C_0 - C_2$$

d'où l'on tire : (17) $\boxed{C_0 = \frac{C_1 + C_2}{2}}$.

Ce *résultat est valable* également dans le cas d'un circuit shunté par *une résistance R quelconque* puisque la condition de résonance de tension est rigoureusement indépendante de R.

Nous verrons plus loin au chapitre des ondemètres (chap. VII, § C 2°, p. 440) des modes d'application pratique de ce principe de mesure.

Mesure du facteur de surtension du circuit. — Le facteur de surtension du circuit caractérise sa qualité et l'acuité de la résonance ; il constitue, avec la capacité d'accord, le second paramètre fondamental caractéristique du circuit pour la plupart des mesures. Si l'on connaît la valeur de la force électromotrice E_a agissant sur la bobine et si le circuit est muni d'un voltmètre V qui permette de mesurer la valeur U_0 de la tension U à la résonance, on a immédiatement (relations 13 et 16) :

(18) $$Q = \frac{U_0}{E_a}.$$

Ce mode opératoire est utilisé sur les acuimètres (chap. V, § C 7°, p. 355) ; il a l'avantage de permettre des mesures par lectures directes du facteur de surtension Q, donc d'être d'un emploi pratique très simple et rapide. Par contre, il a l'inconvénient de nécessiter la présence d'appareils de mesure étalonnés donnant les valeurs de U_0 et de E_a et, de ce fait, de comporter des risques d'erreurs.

— Plus généralement, on peut le mesurer sur un circuit quelconque, muni seulement de son condensateur variable étalonné C et d'un voltmètre V, en produisant de part et d'autre de l'accord *des déréglages de capacité* qui permettent précisément d'évaluer l'acuité de la résonance.

On utilise habituellement la *résonance de tension* (fig. *V-22* à *V-24*) de façon à bénéficier de la simplicité des formules correspondantes (13 et 16) et de la symétrie de la courbe de résonance.

— On opère en principe en deux temps :

a) On accorde la capacité à la résonance, on lit les valeurs U_0 de la tension et C_0 de la capacité à l'accord exact ;

b) On dérègle la capacité, à droite ou à gauche de l'accord, et on lui donne une valeur :

$$C = C_0 + \Delta C.$$

On lit la tension U correspondante.

On en déduit d'après (13) ou (16) :

$$\sqrt{1 + \left[Q\frac{\Delta C}{C_0}\right]^2} = \frac{U_0}{U}$$

d'où : (19) $$\boxed{Q = \frac{C_0}{|\Delta C|}\sqrt{\left(\frac{U_0}{U}\right)^2 - 1}}.$$

— On remarquera que, les tensions U_0 et U n'intervenant que par leur rapport, il n'est pas nécessaire de placer en V un voltmètre étalonné en valeurs de la tension U ; il suffit de disposer d'un appareil gradué en *valeurs relatives*, par exemple un voltmètre à caractéristique linéaire.

Pour simplifier le calcul, il est commode de donner systématiquement au rapport $\frac{U_0}{U}$ des valeurs convenablement choisies.

Par exemple, si l'on choisit : $\frac{U_0}{U} = 2$, il vient :

$$Q = \sqrt{3}\,\frac{C_0}{|\Delta C|}.$$

On peut également adopter $\frac{U_0}{U} = \sqrt{2} = 1{,}41$, auquel cas :

$$Q = \frac{C_0}{|\Delta C|}.$$

Si l'on utilise un voltmètre quadratique, $\Theta = k\,U^2$, cette condition revient à adopter pour les déviations de l'aiguille un rapport :

$$\frac{\theta_0}{\theta} = 2.$$

Comme les capacités C_0 et ΔC interviennent également par leur rapport, on peut les exprimer avec une unité quelconque.

— Dans le cas des circuits de bonne qualité, le déréglage de capacité ΔC est faible et la détermination de sa valeur par la différence $C - C_0$ des deux capacités lues sur le cadran du condensateur peut être gravement perturbée par une petite erreur sur C_0. Il importe donc de déterminer la capacité d'accord avec toute la précision possible en utilisant le mode opératoire ci-dessus, ou mieux de l'éliminer en opérant comme suit :

a) on règle le circuit à l'accord et, sans s'inquiéter de la valeur de C_0, on lit la tension maximale U_0 correspondant à la résonance ;

b) on amène la capacité à une valeur C_1, d'un côté de la résonance (fig. *V-26*), correspondant à une tension U dont on lit la valeur sur le voltmètre V ;

c) on amène ensuite la capacité, de l'autre côté de la résonance, à une valeur C_2 produisant la même tension U que C_1. On a alors, en vertu de la symétrie de la courbe de résonance :

$$(20)\qquad \begin{cases} C_0 = \dfrac{C_1 + C_2}{2} \\ |\Delta C| = \dfrac{|C_1 - C_2|}{2} \end{cases}$$

et en portant ces valeurs dans la relation (19), on obtient finalement :

$$(21)\qquad \boxed{Q = \frac{C_1 + C_2}{|C_1 - C_2|}\sqrt{\left(\frac{U_0}{U}\right)^2 - 1}}.$$

— Dans le cas d'un circuit de bonne qualité, la différence $\Delta C = \frac{C_1 - C_2}{2}$ peut devenir très faible (quelques picofarads) et sa mesure peut être difficile dans le cas où le condensateur C présente une légère irréversibilité. Il est alors nécessaire d'effectuer les déréglages ΔC en utilisant une capacité d'appoint connectée en parallèle sur C. Si le condensateur ne comporte pas de capacité d'appoint, on peut opérer à l'aide d'une petite capacité fixe γ, de valeur conve-

nable et étalonnée, suivant la méthode étudiée plus loin pour les ondemètres à résonance (chap. VII, § C 2°, p. 440).

— Comme pour la détermination de C_0, *tous ces résultats restent valables* pour un circuit shunté par une *résistance R quelconque* puisque, dans le cas de la résonance de tension, les relations (13) et (16) sur lesquelles ils sont établis sont absolument générales.

— Notons enfin que les relations (19) et (21) reposent sur l'hypothèse d'une courbe de résonance bien régulière et parfaitement symétrique et sont valables quel que soit le rapport $\frac{U_0}{U}$ des tensions adopté. Dans le cas des mesures soignées, il est prudent de *tracer toute la courbe de résonance* et de s'assurer : d'une part, qu'elle est bien symétrique, d'autre part que les valeurs de Q calculées pour diverses valeurs du rapport $\frac{U_0}{U}$ sont toutes identiques.

Mesure de l'inductance apparente de la bobine. — On règle la source S à la fréquence f imposée et on détermine la capacité de résonance C_0 du circuit.

On en déduit l'inductance apparente de la bobine à partir de la condition de résonance :

$$L_a C_0 \omega^2 = 1$$

d'où : (22) $$L_a = \frac{1}{C_0 \omega^2}.$$

Mesure de la résistance apparente de la bobine. — *Mesure par déréglage de capacité.* — Dans le cas particulier d'un circuit de mesure sans pertes latérales, tel que celui de la figure *V-25*, les seules pertes du circuit sont pratiquement localisées dans la bobine ; le facteur de surtension Q du circuit coïncide alors en fait avec le facteur de qualité de la bobine. Dès lors, en mesurant Q comme il est dit plus haut, on en déduit immédiatement. :

$$Q \approx Q_a = \frac{L_a \omega}{R_a} = \frac{1}{R_a C_0 \omega}$$

donc : (23) $$R_a \approx \frac{1}{Q C_0 \omega}.$$

Soit, en désignant par ΔC la variation de capacité et en supposant qu'on adopte un rapport $\frac{U_0}{U} = \sqrt{2}$:

$$R_a \approx \frac{\Delta C}{C_0^2 \omega}.$$

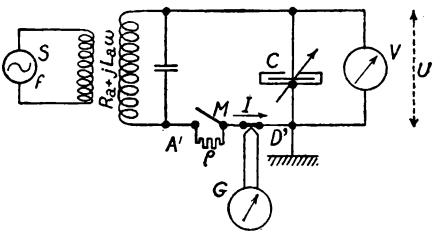


FIG. V-27.

Méthode de la résistance additionnelle. — On peut également mesurer directement R_a par comparaison avec une résistance étalonnée ρ. La résistance étalon ρ est intercalée en série dans la connexion inférieure $A'D'$ du circuit (fig. *V-27*) ; un commutateur M permet de la court-circuiter ou de la mettre en circuit. La comparaison s'effectue en deux temps :

a) La clef M étant fermée, c'est-à-dire la résistance ρ hors circuit, on accorde la source S sur la fréquence f à laquelle on veut faire la mesure et on règle la capacité C à la résonance, c'est-à-dire à la valeur C_0 qui amène le thermo-

couple G ou le voltmètre V à leur déviation maximale. On lit les valeurs correspondantes I_{01} ou U_{01} qui satisfont aux conditions (13), soit :

$$(24) \qquad \begin{cases} I_{01} = \dfrac{E_a}{R_a} \\ U_{01} = Q_{a1} E_a = \dfrac{L_a \omega}{R_a} E_a. \end{cases}$$

b) On ouvre l'interrupteur M ; la résistance ρ se trouve alors en circuit et la résistance totale du circuit, vu sous la forme B, devient $R_a + \rho$. On maintient la résonance et on lit les nouvelles valeurs I_{02} ou U_{02} telles que :

$$(25) \qquad \begin{cases} I_{02} = \dfrac{E_a}{R_a + \rho} \\ U_{02} = Q_{a2} E_a = \dfrac{L_a \omega}{R_a + \rho} E_a. \end{cases}$$

— En éliminant E_a entre les relations (24) et (25), ce qui exige que *la force électromotrice apparente* E_a créée par la source dans la bobine *reste rigoureusement constante* dans les deux opérations, on obtient finalement, suivant qu'on opère sur le courant I ou sur la tension U :

$$(26) \qquad \begin{cases} R_a = \rho \dfrac{I_{02}}{I_{01} - I_{02}} \\ R_a = \rho \dfrac{U_{02}}{U_{01} - U_{02}}. \end{cases}$$

Dès l'instant où l'on connaît ρ, on en déduit R_a.

— Comme les courants I et les tensions U interviennent par leur rapport, il n'est pas nécessaire de mesurer les valeurs réelles de ces grandeurs ; il suffit de disposer d'un indicateur de courant ou de tension comportant un simple étalonnage en valeurs relatives. On a alors, en désignant par θ_1 et θ_2 les graduations lues sur l'appareil de mesure pour chacune des deux opérations :

a) si l'on utilise un indicateur à échelle linéaire :

$$R_a = \rho \frac{\theta_2}{\theta_1 - \theta_2}$$

b) si l'on utilise un indicateur à échelle quadratique (par exemple un thermocouple, $\theta = k I^2$) :

$$R_a = \rho \frac{\sqrt{\theta_2}}{\sqrt{\theta_1} - \sqrt{\theta_2}}.$$

— Enfin, en discutant les erreurs sur ces deux expressions et en admettant que l'erreur de lecture $\Delta\theta_1$ ou $\Delta\theta_2$ reste constante pour toutes les mesures, on trouve que l'erreur de mesure $\dfrac{\Delta R_a}{R_a}$ est minimale pour :

$\dfrac{\theta_2}{\theta_1} = 0{,}41$ dans le cas d'un indicateur linéaire,

$\dfrac{\theta_2}{\theta_1} = 0{,}36$ dans le cas d'un indicateur quadratique.

Pour se placer dans les conditions les plus avantageuses au point de vue précision, on devra donc en pratique choisir la résistance étalon ρ de telle sorte que la déviation θ_2 dans la seconde opération soit comprise entre le tiers et la moitié de la déviation initiale θ_1, c'est-à-dire une résistance étalon de l'ordre de grandeur de la résistance R_a de la bobine à mesurer. Ce résultat est d'ailleurs commun à toutes les mesures de comparaison.

— Notons enfin que la *mise en circuit de la résistance de comparaison* ρ doit être faite avec *beaucoup de soin* pour que les mesures ne risquent pas d'être faussées. Il faut en particulier :

a) Que cette résistance soit connectée dans le fil de liaison inférieur $A'D'$, très près de la masse jour éviter les perturbations dues aux capacités parasites de ρ et de ses connexions, et très près du thermo-élément G (dans le cas où l'on utilise la résonance de courant) de façon que le courant qui traverse ρ soit exactement celui qui traverse le thermo-couple.

b) Que la mise en circuit de la résistance ρ n'amène *aucune variation de forme ou de longueur* de la connexion $A'D'$ du circuit oscillant et par conséquent aucune modification des impédances parasites correspondantes. La meilleure solution à ce point de vue consiste à réaliser la connexion $A'D'$ à l'aide de *conducteurs rigides* et à *connecter la résistance* ρ *en permanence* en série dans une coupure de ce conducteur à l'aide de *connexions très courtes et rigides.* La mise hors circuit de ρ est alors obtenue par le jeu d'une *petite languette élastique métallique M, fixée à demeure* sur la borne de la coupure qui se trouve du côté de la masse (pour éviter l'influence de sa capacité à la masse qui se connecterait en parallèle sur ρ si on la fixait sur l'autre borne) et qui est maintenue par son élasticité au voisinage de la borne opposée (pour qu'elle puisse venir au contact en se déplaçant peu). En appuyant sur cette languette à l'aide d'une baguette en matière isolante, on élimine ρ par court-circuit sans amener aucune perturbation aux autres caractéristiques du circuit.

Mesure de la résistance réelle de la bobine. — La résistance apparente R_a de la bobine étant mesurée comme il vient d'être dit, et si l'on connaît par ailleurs la fréquence propre f_0 de la bobine ou sa capacité répartie γ, on peut calculer facilement la résistance réelle ou interne en partant des relations 10 (p. 308), soit :

$$r = R_a\left[1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]^2 = \frac{R_a}{\left(1 + \frac{\gamma}{C_0}\right)^2}.$$

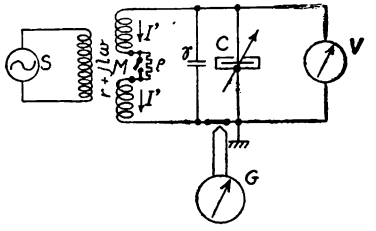


FIG. V-28.

— On peut aussi la mesurer directement par la méthode de la résistance additionnelle. On opère exactement comme pour la résistance apparente sous la seule réserve de choisir le point de connexion de la résistance étalon ρ de telle sorte que cette résistance soit *traversée par le courant* I' et que le circuit fonctionne sous la *forme A.* A cet effet, la résistance étalonnée ρ est intercalée dans la coupure $\alpha\beta$ (fig. *V-21*) pratiquée au centre électrique de la bobine (fig. *V-28*) et en prenant les précautions de montage indiquées au paragraphe précédent. En opérant et en raisonnant comme pour la mesure de R_a, on trouve pour expression de r en fonction du courant I' dans la bobine :

$$r = \rho\,\frac{I'_{02}}{I'_{01} - I'_{02}}$$

soit encore, en remarquant que le courant I' est proportionnel au courant I et à la tension U, puisque la valeur de la capacité d'accord C_0 est la même dans les deux mesures :

$$r = \rho \frac{I_{02}}{I_{01} - I_{02}} = \rho \frac{U_{02}}{U_{01} - U_{02}}. \tag{27}$$

La mesure peut alors s'effectuer, comme pour R_a, à l'aide d'un thermo-élément G connecté dans la connexion inférieure $A'D'$ ou d'un voltmètre V branché aux bornes du circuit. La seule différence réside dans le choix du point de branchement de la résistance étalon ρ.

Rappelons que ce mode opératoire n'est valable que tant que les impédances des connexions AD et $A'D'$, donc aussi la résistance du thermo-couple, sont négligeables devant la réactance du condensateur d'accord C (remarque p. 317). Il faudra donc opérer avec des connexions très courtes et utiliser de préférence comme appareil de mesure un voltmètre V.

Mesure du décrément du circuit. — Par définition, le décrément d'un circuit oscillant est lié aux grandeurs caractéristiques de ce circuit par les relations :

$$\delta = \frac{R_a}{2L_a} T = \frac{R_a}{2L_a} \cdot \frac{2\pi}{\omega} = \frac{\pi}{Q}.$$

Sa mesure se ramène donc en définitive à la mesure du facteur de surtension Q.

Méthode du dynatron. — Cette méthode permet de mesurer simplement toutes les grandeurs caractéristiques d'un circuit oscillant. Elle consiste essentiellement à faire osciller le circuit sur sa fréquence propre en le combinant avec une résistance négative réglable et connue. La valeur de l'inductance apparente de la bobine se déduit d'une mesure de la fréquence des oscillations ; la résistance apparente de la bobine et le facteur de surtension du circuit s'obtiennent par comparaison de la résistance du circuit avec la résistance négative.

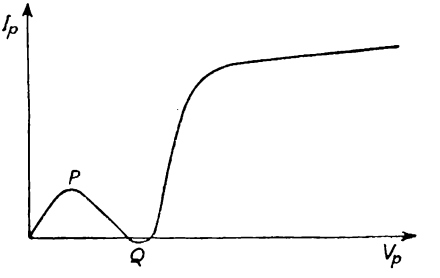


FIG. V-29.

— Le montage le plus simple utilise les propriétés du dynatron, c'est-à-dire d'un tube tétrode fonctionnant en résistance négative. On sait que la caractéristique statique $I_p = f(V_p)$ d'un tel tube, pour une tension d'écran constante, affecte la forme représentée sur la figure *V-29* ; elle comporte une région à pente négative PQ dans laquelle, la tension d'écran étant supérieure à la tension de plaque, l'émission secondaire de la plaque compense partiellement ou totalement le courant électronique provenant de la cathode. Dans cette région, pour des petites variations de la tension de plaque autour du point de fonctionnement statique, la résistance interne du tube devient négative et sa valeur absolue peut être réglée dans des limites étendues en faisant varier la polarisation de la grille de commande.

Pour produire l'amorçage d'oscillations spontanées dans un circuit oscillant, il suffit d'embrocher ce circuit en bouchon dans le circuit de plaque du tube (fig. *V-30*) et de régler la tension de grille de telle sorte que la valeur absolue de la résistance négative du tube devienne inférieure à la résistance « bouchon » du circuit oscillant.

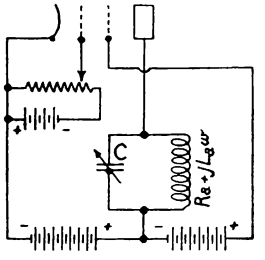


FIG. V-30.

Les oscillations qui s'amorcent ont la fréquence f_0 des oscillations libres du circuit. On a donc :

$$L_a C \omega_0^2 = 1.$$

— En mesurant la fréquence f_0 et en lisant sur l'étalonnage du condensateur la valeur de la capacité C, on en déduit celle de l'inductance apparente de la bobine :

$$L_a = \frac{1}{C\omega_0^2}. \tag{28}$$

— En réglant la polarisation de la grille de commande du tube de façon à amener le circuit à la *limite d'accrochage* et en désignant par N la valeur absolue correspondante de la résistance négative, on a d'autre part en tenant compte de (28) :

$$N = \frac{L_a^2 \omega_0^2}{R_a} = \frac{1}{R_a C^2 \omega_0^2} = \frac{Q}{C\omega_0}. \tag{29}$$

Il suffit donc de mesurer N, par exemple à l'aide du pont spécial pour la mesure des résistances négatives (chap. II, § C 2°, p. 180), pour en déduire la valeur de la résistance apparente R_a ou celle du facteur de surtension Q.

— Pour mettre en évidence l'amorçage des oscillations dans le circuit oscillant, on peut connecter un appareil de mesure quelconque dans ce circuit (thermo-couple ou voltmètre) ou dans un circuit du tube (milliampèremètre) ; mais cette solution donne une précision médiocre pour déceler la limite d'amorçage. Il est préférable de faire agir le circuit sur un récepteur quelconque sensible, réglé pour la réception des ondes entretenues, de façon à déceler nettement le moment précis où les oscillations commencent à apparaître ; le montage est alors susceptible d'une bonne précision.

3° Mesures des résistances pures.

Définitions. — En haute fréquence les occasions de mesurer des résistances pures sont rares (chap. V, § A 2°, p. 291) ; de plus les résistances que l'on est amené à considérer se classent le plus souvent en deux catégories de valeurs très différentes : d'une part des résistances faibles (résistances étalons, lignes...), d'autre part des résistances élevées (résistance d'un circuit bouchon à la résonance, résistances d'isolement).

— Au point de vue des mesures, on est conduit à les classer en trois catégories qui se trouvent définies par les caractéristiques usuelles des circuits oscillants de mesure et par la nécessité de limiter l'amortissement du circuit à une valeur telle que l'observation de la résonance ne soit pas rendue impossible ou douteuse.

On distingue :

a) les *faibles résistances*, c'est-à-dire celles dont la valeur est de l'ordre de grandeur de la résistance des circuits oscillants usuels ou, du moins, reste faible devant les réactances de la bobine et du condensateur pour la fréquence utilisée. Elles peuvent être mises en série dans le circuit oscillant sans l'amortir exagérément.

b) Les *grandes résistances*, c'est-à-dire celles dont la valeur est grande par rapport aux réactances de la bobine et du condensateur. Ces résistances ne peuvent être mises en série dans un circuit oscillant sans rendre toute mesure impossible ; par contre, on peut sans inconvénient les connecter en parallèle sur le circuit (bornes DD' du circuit de mesure, fig. *V-25*).

c) Les *résistances moyennes*, c'est-à-dire les résistances dont la valeur est comprise entre celles des groupes précédents et se trouve, par conséquent, de l'ordre de grandeur des réactances du circuit (quelques centaines ou milliers d'ohms). Ces résistances ne peuvent être mises ni en série, ni en parallèle avec un circuit oscillant sans produire un amortissement qui empêche toute mesure ; on est alors obligé, pour les mesurer, de faire usage d'artifices comparables à ceux qui ont été déjà indiqués à propos des mesures indirectes au pont à haute fréquence (chap. V, § B 1°, p. 301).

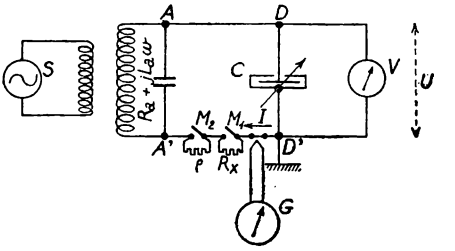


FIG. V-31.

Mesure des faibles résistances. — *Par comparaison avec une résistance étalon.* — La résistance inconnue R_x et la résistance ρ sont intercalées toutes deux en série dans la connexion inférieure $A'D'$ d'un circuit de mesure (fig. *V-31*) en prenant toutes les précautions de montage indiquées pour la mesure de la résistance du circuit par la méthode de la résistance additionnelle (p. 324). Des petites clefs M_1 et M_2 permettent de mettre les résistances ρ et R_x en circuit ou hors circuit.

— Si l'on connaissait la résistance apparente R_a de la bobine, on pourrait déterminer R_x en opérant exactement comme il est dit plus haut pour la mesure de la résistance apparente d'une bobine par la méthode de la résistance additionnelle, les rôles des résistances étalon et inconnue étant simplement intervertis.

— En fait, la résistance d'une bobine ne pouvant constituer un étalon, il est préférable d'effectuer directement la comparaison de R_x à partir de ρ en éliminant R_a dans les calculs.

On opère en trois opérations :

a) On ferme tout d'abord les clefs M_1 et M_2 et on règle la capacité à la valeur C_0 qui réalise la résonance du circuit de mesure seul, c'est-à-dire telle que l'on ait :

$$L_a C_0 \omega^2 = 1.$$

On lit sur les appareils de mesure :

$$I_{01} = \frac{E_a}{R_a}$$

ou :

$$U_{01} = Q E_a = \frac{L_a \omega}{R_a} E_a.$$

b) On ouvre M_1, en laissant M_2 fermé et en maintenant le circuit à la résonance ; on lit alors de nouvelles valeurs de I ou de U :

$$I_{02} = \frac{E_a}{R_a + R_x}$$

ou :

$$U_{02} = \frac{L_a \omega}{R_a + R_x} E_a.$$

c) On substitue ρ à R_x en ouvrant M_2 et en fermant M_1 et on lit :

$$I_{03} = \frac{E_a}{R_a + \rho}$$

ou :

$$U_{03} = \frac{L_a \omega}{R_a + \rho} E_a.$$

En éliminant entre ces trois relations les grandeurs inconnues, *mais constantes* E_a et R_a, on en déduit :

(30)
$$\begin{cases} R_x = \rho \dfrac{\dfrac{1}{I_{02}} - \dfrac{1}{I_{01}}}{\dfrac{1}{I_{03}} - \dfrac{1}{I_{01}}} \\ R_x = \rho \dfrac{\dfrac{1}{U_{02}} - \dfrac{1}{U_{01}}}{\dfrac{1}{U_{03}} - \dfrac{1}{U_{01}}}. \end{cases}$$

Par déréglages de capacité. — On emploie le même schéma que précédemment (fig. *V-31*) mais **sans** la résistance étalonnée ρ (M_2 fermé en permanence) ; de plus, puisqu'on utilise seulement la résonance de tension pour bénéficier de sa facilité de discussion, on mesure seulement la tension U aux bornes du circuit à l'aide du voltmètre V (G étant hors circuit).

a) On ferme la clef M_1, on accorde le circuit et on détermine la capacité de résonance C_0 telle que :

$$L_a C_0 \omega^2 = 1.$$

En opérant par déréglages de capacité comme il est dit plus haut, on mesure le facteur de surtension Q_1 du circuit de mesure seul, soit :

$$\frac{1}{Q_1} = \frac{R_a}{L_a \omega}.$$

b) On ouvre la clef M_1 de façon à intercaler R_x dans le circuit dont la résistance devient $R_a + R_x$. La capacité d'accord C_0 n'est pas changée (tant que R_x est une résistance pure) mais le facteur de surtension prend une nouvelle valeur Q_2, inférieure à la première, que l'on mesure par déréglages de capacité, soit :

$$\frac{1}{Q_2} = \frac{R_a + R_x}{L_a \omega}.$$

— On en déduit par différence :

(31)
$$R_x = L_a \omega \left[\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1} \right].$$

Soit, en éliminant L_a lié à C_0 par la condition de résonance :

$$R_x = \frac{1}{C_0 \omega} \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2}. \tag{32}$$

La résistance R_x est ainsi mesurée à partir de la capacité étalon C_0 à condition de connaître la fréquence, ce qui nécessite d'utiliser une source étalonnée en fréquence.

Mesure des grandes résistances. — Dans le cas des grandes résistances, on est obligé de connecter la résistance à mesurer en shunt sur le circuit oscillant pour ne pas l'amortir exagérément. Cette condition conduit en pratique à utiliser *exclusivement la résonance de tension* pour laquelle, seule, la condition de résonance est indépendante de la valeur de la résistance en shunt.

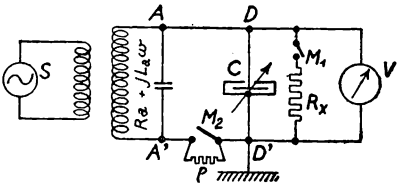


FIG. V-32.

Comparaison avec une résistance étalon. — La résistance étalon, obligatoirement *de faible valeur*, est insérée en série dans la connexion $A'D'$ du circuit, comme dans le cas précédent. Le montage affecte alors la forme de la figure *V-32* ; des clefs M_1 et M_2 permettent de mettre en circuit ou hors-circuit la résistance inconnue R_x et la résistance étalon ρ. On opère en trois temps comme pour les faibles résistances :

a) On ouvre M_1 et on ferme M_2 de façon à mettre les résistances hors circuit et on réalise la résonance du circuit de mesure en amenant la capacité C à une valeur C_0 telle que :

$$L_a C_0 \omega^2 = 1.$$

On lit alors sur le voltmètre V la tension :

$$U_{01} = Q_1 E_a$$

avec :

$$\frac{1}{Q_1} = \frac{R_a}{L_a \omega}.$$

b) On ferme M_1, M_2 restant également fermé ; le circuit est amorti par la résistance R_x, la tension aux bornes diminue mais la condition de résonance n'est pas modifiée, quel que soit R_x. On maintient le circuit à l'accord et on mesure :

$$U_{02} = Q_2 E_a$$

avec :

$$\frac{1}{Q_2} = \frac{R_a}{L_a \omega} + \frac{L_a \omega}{R_x}.$$

c) On ouvre les deux clefs M_1 et M_2. R_x est déconnecté et le circuit est amorti par la résistance étalon ρ. On maintient le circuit à l'accord et on lit la tension :

$$U_{03} = Q_3 E_a.$$

avec :

$$\frac{1}{Q_3} = \frac{R_a + \rho}{L_a \omega}.$$

— En éliminant entre les trois relations ci-dessus les grandeurs R_a et E_a inconnues, mais constantes, on a finalement :

$$R_x = \frac{L_a^2 \omega^2}{\rho} \cdot \frac{\dfrac{1}{U_{03}} - \dfrac{1}{U_{01}}}{\dfrac{1}{U_{02}} - \dfrac{1}{U_{01}}}.$$

Soit, en tenant compte de la condition de résonance :

$$R_x = \frac{1}{\rho C_0^2 \omega^2} \cdot \frac{\dfrac{1}{U_{03}} - \dfrac{1}{U_{01}}}{\dfrac{1}{U_{02}} - \dfrac{1}{U_{01}}}. \tag{33}$$

— Comme dans le cas des faibles résistances et dans celui de la mesure de la résistance d'une bobine, il est indispensable de réaliser un montage rigide dans lequel les résistances R_x et ρ restent en place et sont mises en ou hors circuit par le jeu d'une petite languette élastique se déplaçant peu pour ne pas modifier les valeurs des capacités parasites au cours des mesures. Cette remarque vise surtout, dans le cas présent, la clef M_1 et la résistance R_x ; la meilleure solution consiste à connecter en permanence R_x à la masse et à fixer la languette élastique sur la borne supérieure D du condensateur de façon que sa capacité à la masse reste dans toutes les opérations en parallèle sur le condensateur C.

Si cette capacité risque d'avoir une valeur appréciable, il est bon de la mesurer au préalable (voir plus loin : mesure des faibles capacités, p. 339) et d'en tenir compte dans l'évaluation de la valeur de la capacité étalonnée C.

Mesure par déréglages de capacité. — On emploie le même montage que précédemment (fig. *V-32*), mais sans la résistance étalonnée ρ (M_2 fermé en permanence) et on compare le facteur de surtension du circuit, mesuré par déréglages de capacité, avec et sans R_x.

a) La clef M_1 étant ouverte, on accorde le circuit à la résonance :

$$L_a C_0 \omega^2 = 1$$

et on mesure par déréglages de capacité le facteur de surtension Q_1 du circuit de mesure seul, tel que :

$$\frac{1}{Q_1} = \frac{R_a}{L_a \omega}.$$

b) On ferme la clef M_1 ; la condition de résonance n'est pas modifiée ($L_a C_0 \omega^2 = 1$), mais R_x amortit le circuit. On mesure par déréglages de capacité une nouvelle valeur Q_2 du facteur de surtension du circuit définie par :

$$\frac{1}{Q_2} = \frac{R_a}{L_a \omega} + \frac{L_a \omega}{R_x}.$$

On en déduit par différence et en tenant compte de la condition de résonance :

$$\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1} = \frac{L_a \omega}{R_x} = \frac{1}{R_x C_0 \omega}$$

donc :

$$\frac{1}{R_x} = C_0 \omega \cdot \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2}. \tag{34}$$

Mesure des résistances moyennes. — La mesure des résistances moyennes peut se ramener, suivant la valeur de la résistance inconnue, à l'un des deux cas précédents par un artifice qui consiste à combiner la dite résistance avec une impédance connue, suivant une technique déjà utilisée dans le cas des ponts à haute fréquence (§ B 1° et 2°). En principe, on utilise comme impédance auxiliaire une capacité qui constitue une réactance pratiquement pure et bien définie à toutes fréquences.

— Dans le cas d'une résistance R_x, de valeur relativement faible mais cependant trop grande pour être insérée en série dans le circuit de mesure (par exemple quelques centaines d'ohms), on peut abaisser sa valeur apparente en la shuntant par une capacité γ. L'ensemble se comporte alors comme un appareil d'*impédance* :

$$\mathfrak{Z} = \frac{1}{\frac{1}{R_x} + j\gamma\omega} = \frac{R_x - j R_x^2 \gamma\omega}{1 + R_x^2\gamma^2\omega^2}.$$

C'est-à-dire comme une résistance faible r, en série avec une capacité Γ, telles que :

$$(35) \qquad \begin{cases} r = \dfrac{R_x}{1 + R_x^2\gamma^2\omega^2} \\ \Gamma = \gamma\left[1 + \dfrac{1}{R_x^2\gamma^2\omega^2}\right]. \end{cases}$$

Si la réduction de résistance est importante ($R_x^2\gamma^2\omega^2 >> 1$), on a pratiquement :

$$r \simeq \frac{1}{R_x\gamma^2\omega^2}$$
$$\Gamma \simeq \gamma.$$

On connecte alors la résistance shuntée en série dans le circuit de mesure et on mesure r et Γ par la méthode générale des faibles impédances (§ 7°, p. 350), ou comme pour la mesure des fortes capacités (§ 5°, p. 341).

On en déduit : $$R_x \approx \frac{1}{r\Gamma^2\omega^2}.$$

— Dans le cas d'une résistance R_x, de valeur relativement grande mais cependant trop faible pour être mise en parallèle sur le circuit de mesures (par exemple quelques milliers d'ohms), on peut élever sa valeur apparente en la connectant en série avec une capacité γ. L'ensemble se comporte comme un appareil d'*admittance* :

$$\mathfrak{Y} = \frac{1}{R_x - j\frac{1}{\gamma\omega}} = \frac{R_x\gamma^2\omega^2 + j\gamma\omega}{1 + R_x^2\gamma^2\omega^2}.$$

C'est-à-dire comme une grande résistance R shuntée par une capacité Γ, telles que :

$$(36) \qquad \begin{cases} R = R_x\left(1 + \dfrac{1}{R_x^2\gamma^2\omega^2}\right) \\ \Gamma = \dfrac{\gamma}{1 + R_x^2\gamma^2\omega^2}. \end{cases}$$

En choisissant γ assez faible pour que R soit suffisamment grand et n'amortisse pas exagérément le circuit, on a pratiquement :

$$R \approx \frac{1}{R_x \gamma^2 \omega^2}$$
$$\Gamma \approx \gamma.$$

On connecte alors l'ensemble « R_x γ en série » en parallèle sur le circuit de mesure et on détermine les valeurs de R et Γ par la méthode générale des grandes impédances (§ 7°, p. 347) ou comme pour la mesure des faibles capacités (§ 5°, p. 339).

On en déduit :

$$R_x \approx \frac{1}{R \Gamma^2 \omega^2}.$$

— Il convient de noter cependant que, si la mesure devient possible grâce à l'artifice de la capacité γ insérée en parallèle ou en série avec R_x, la précision de la mesure en souffre, d'autant plus que cette capacité est plus grande dans le premier cas et plus faible dans le second, donc R_x plus voisin des valeurs des réactances du circuit de mesure. Les résistances moyennes, de l'ordre du milliers d'ohms, sont les grandeurs les plus difficiles à mesurer aux fréquences radioélectriques. Les ponts en T, et plus particulièrement le pont de Honnel (chap. V, § B, 2°, p. 305) offrent à ce point de vue plus de facilités que le circuit oscillant.

4° Mesures des caractéristiques des inductances.

Définitions. — On sait (chap. I, § A 2°, p. 9) qu'une inductance ou bobine réelle est un véritable circuit oscillant comportant un bobinage d'impédance $r + j l\omega$ shunté par la capacité répartie γ. Sur un tel ensemble, on a à considérer suivant les cas les grandeurs caractéristiques suivantes :

$R_a L_a Q_a$, résistance, inductance et facteur de qualité apparents ;
$r l Q_i$, résistance, inductance et facteur de qualité réels (ou internes) ;
γ, capacité répartie ;
$f_0 \lambda_0$, fréquence et longueur d'onde propres de la bobine.

Parmi ces caractéristiques de l'impédance, l et γ sont des grandeurs constantes qui peuvent être mesurées à une fréquence quelconque. R_a, L_a et r, au contraire, varient avec la fréquence et doivent obligatoirement être mesurés à une fréquence f bien définie choisie dans la gamme d'utilisation de la bobine et inférieure à la fréquence de résonance f_0.

Mesure de l'impédance apparente. — Si les mesures doivent être faites à une fréquence contenue dans sa gamme d'utilisation normale, on place la bobine dont on veut mesurer l'impédance dans le circuit de mesure aux lieu et place de la bobine de référence et on est ramené au cas de la détermination des caractéristiques de la bobine d'un circuit de mesure.

Les mesures de la résistance R_a, de l'inductance L_a et du facteur de qualité Q_a apparents de la bobine s'effectuent alors comme il a été dit au § 2° ci-dessus.

Si l'on veut mesurer l'impédance apparente d'une bobine pour une fréquence

quelconque située en dehors de la gamme d'utilisation, on est amené à considérer cette bobine, suivant le cas, comme une grande impédance ou comme une faible impédance : on opère alors par la méthode générale de mesure des impédances, décrite plus loin (§ 7°, p. 347).

Mesure de la capacité répartie. — La résistance de la bobine étant toujours faible en pratique devant sa réactance, la condition de résonance du circuit, pour une valeur quelconque C de la capacité, s'écrit, sous la forme A :

$$l(C + \gamma)\omega^2 = 1$$

ou : (37)
$$C + \gamma = \frac{1}{l\omega^2} = K\lambda^2$$

où K est une constante et λ la longueur d'onde de résonance du circuit avec la capacité C.

Dès lors, si l'on connaît l'inductance réelle l, il suffit de mesurer la fréquence de résonance f_0 correspondant à une capacité C_0 connue pour pouvoir calculer γ.

Si l n'est pas connue, on peut l'éliminer en mesurant les capacités de résonance C_1 et C_2 correspondant à deux valeurs connues λ_1 et λ_2 de la longueur d'onde. On a alors :

$$C_1 + \gamma = K\lambda_1^2$$

$$C_2 + \gamma = K\lambda_2^2$$

d'où :
$$\gamma = \frac{C_2\lambda_1^2 - C_1\lambda_2^2}{\lambda_2^2 - \lambda_1^2} = \frac{C_2 - n^2 C_1}{n^2 - 1}$$

en posant :
$$n = \frac{\lambda_2}{\lambda_1}.$$

En pratique, comme γ est toujours très petit devant les capacités d'accord C_1 et C_2 usuelles, ce mode opératoire peut donner lieu à des erreurs de mesure importantes sur la différence $C_2 - n^2C_1$ et est de ce fait assez incertain.

— On peut améliorer de façon notable la précision en choisissant comme fréquences d'accord deux *harmoniques* de rangs connus d'un oscillateur auxiliaire de référence, accordé sur une fréquence convenablement choisie, *très stable* et maintenue *constante* pendant toute la mesure. En accordant successivement sur ces deux harmoniques, par la méthode du battement, la fréquence de la source alimentant le circuit de mesure, on peut déterminer la valeur du rapport n avec une erreur pratiquement négligeable. L'erreur de mesure ne dépend plus alors que de la précision de détermination de C_2 et C_1.

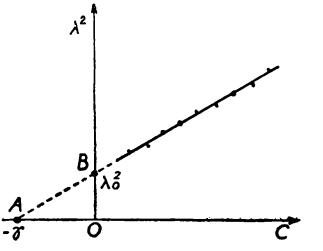


FIG. V-33.

— On peut aussi utiliser le procédé graphique suivant qui permet d'effectuer une sorte de moyenne entre un grand nombre de mesures et d'atténuer considérablement les incertitudes expérimentales. On donne successivement à C un certain nombre de valeurs décroissantes C_1, C_2, C_3, etc. Pour chacune de ces valeurs, on détermine en faisant varier la fréquence de la source S, les longueurs d'onde de résonance λ_1, λ_2, λ_3, etc.

Avec les résultats, on trace la droite $\lambda^2 = f(C)$ qui se présente comme l'indique la figure *V-33* et, d'après la relation 37, représente la fonction :

$$C = K\lambda^2 - \gamma.$$

On extrapole cette droite jusqu'au point A de rencontre avec l'axe des abscisses, donc d'ordonnée $\lambda = 0$ et par suite d'abscisse $C = -\gamma$. Il suffit alors de lire à l'échelle du dessin l'abscisse du point A pour en déduire la valeur de γ.

En pratique les valeurs des capacités réparties sont de l'ordre de quelques picofarads à quelques dizaines de picofarads.

Mesure de l'impédance réelle. — La résistance réelle ou interne r peut se calculer à partir de la résistance apparente R_a, dès qu'on connaît la fréquence propre de la bobine, ou se déterminer directement par la méthode de la résistance additionnelle comme il est dit ci-dessus pour la mesure de la résistance interne de la bobine d'un circuit de mesure (§ C 2°, p. 324).

— L'inductance vraie l peut se calculer également à partir de l'inductance apparente L_a par les formules (10, p. 308) dès qu'on connaît la fréquence propre f_0 ou la capacité répartie γ :

$$l = L_a\left[1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right] = \frac{L_a}{1 + \frac{\gamma}{C_0}}$$

ou encore en partant de la condition de résonance (37) correspondant à une fréquence $\omega/2\pi$ et à une capacité C, soit :

$$l = \frac{1}{(C + \gamma)\omega^2}.$$

On peut aussi la mesurer directement en remarquant que, si l'on opère à une fréquence très inférieure à la fréquence propre de la bobine ($f << f_0$), on a pratiquement :

$$l \simeq L_a$$

La bobine à mesurer étant connectée dans le circuit de mesure à la place de la bobine de référence, on donne à la capacité C une valeur C_m grande devant γ, par exemple de l'ordre de 0,5 à 1 mμF, et, en faisant varier la fréquence de la source S, on détermine la fréquence de résonance f_0 du circuit ainsi constitué :

On a alors : $$L_a C_m \omega_0^2 = 1$$

d'où : $$l \approx L_a = \frac{1}{C_m \omega_0^2}.$$

Mesure de la longueur d'onde propre. — La longueur d'onde propre λ_0, ou la fréquence propre f_0, d'une bobine peuvent se déterminer de plusieurs manières :

1° Par le calcul, si l'on connaît l'inductance réelle l et la capacité répartie γ, en écrivant la condition de résonance du circuit complexe équivalent à la bobine réelle :

$$l\gamma\omega_0^2 = 1$$

d'où : $$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{l\gamma}}.$$

2° En relevant, comme pour la mesure de la capacité répartie γ, la courbe $\lambda^2 = f(C)$ et en extrapolant cette courbe jusqu'au point de rencontre B avec l'axe des ordonnées. L'ordonnée du point B, correspondant à $C = 0$, c'est-à-dire au fonctionnement de la bobine isolée, a précisément pour valeur λ_0^2.

3° Par une mesure directe reposant sur les deux remarques suivantes :

a) pour la fréquence correspondant à sa fréquence propre, une bobine se comporte comme un circuit bouchon en résonance et son impédance devient une résistance pure de valeur élevée :

$$R = \frac{l^2 \omega_0^2}{r}$$

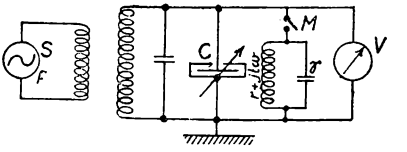


FIG. V-34.

b) quand on shunte un circuit oscillant par une résistance pure, la valeur C_0 de la capacité qui réalise la résonance de tension reste constante, quelle que soit la valeur de la résistance. Elle varie au contraire si le circuit connecté en shunt possède une réactance et le sens de la variation dépend du signe de la réactance.

— La bobine à étudier est connectée en parallèle sur un circuit oscillant de mesure comme pour la mesure d'une grande résistance (fig. *V-34*) ; un voltmètre V contrôle la tension aux bornes du circuit et permet d'amener le condensateur variable à la résonance.

Si la fréquence f de la source S est précisément égale à la fréquence propre f_0 de la bobine, celle-ci se comporte comme une résistance pure et la capacité de résonance C_0 reste la même, que la clef M soit ouverte ou fermée. Seule la valeur de la surtension, donc la déviation du voltmètre, varie.

Si $f < f_0$, la bobine se comporte comme une inductance qui diminue la valeur apparente de la capacité C ; il faut alors augmenter la capacité variable pour retrouver la résonance au moment où l'on ferme la clef M.

Si $f > f_0$, au contraire, la bobine se comporte comme un condensateur et il faut diminuer C lorsqu'on ferme M.

La mesure se ramène alors à déterminer par approximations successives la valeur qu'il faut donner à la fréquence de la source pour que la capacité d'accord ne change pas lorsqu'on ferme ou ouvre la clef M.

— On peut opérer méthodiquement en procédant comme suit :

a) La clef M étant ouverte, on repère la valeur C_0 de la capacité de résonance du circuit de mesure seul.

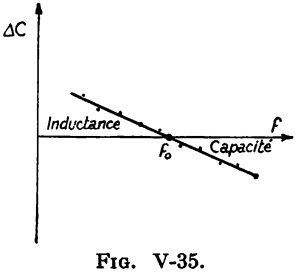


FIG. V-35.

b) On ferme la clef M et on rétablit la résonance en amenant la capacité C sur une nouvelle valeur C'.

v) On répète l'essai pour diverses valeurs de la fréquence f de la source, encadrant la valeur présumée de f_0. Pour chaque essai on calcule la variation de capacité $\Delta C = C' - C_0$ et on trace la courbe $\Delta C = \varphi(f)$ qui se présente comme l'indique la figure *V-35*.

L'abscisse du point de rencontre de cette courbe avec l'axe des f représente la fréquence cherchée f_0.

d) A titre de vérification, on règle la fréquence de la source sur f_0 et on s'assure que la capacité d'accord du circuit ne varie pas lorqu'on ferme et ouvre la clef M. S'il y a lieu on retouche le réglage de f jusqu'à ce qu'on obtiennte l'indépendance complète de l'accord.

— Il est alors possible, en opérant comme pour une grande résistance ordinaire, de mesurer la résistance apparente du circuit :

$$R = \frac{l^2 \omega_0^2}{r}.$$

Si l'on connaît l'inductance réelle l de la bobine, on peut en déduite la valeur de sa résistance réelle r pour la fréquence propre f_0 de la bobine, soit :

$$r = \frac{l^2 \omega_0^2}{R}.$$

4° Par une mesure directe à l'aide d'un oscillateur à absorption (chap. VII, § C 3°, p. 443). La bobine à mesurer étant laissée à circuit ouvert, sans aucune connexion susceptible de perturber sa fréquence propre, on détermine celle-ci en couplant l'oscillateur à absorption avec la bobine et en le réglant de façon à faire apparaître le saut caractéristique de l'indicateur de niveau.

Mesure d'une inductance mutuelle. — Comme en basse fréquence (chap. III, § B 2°, p. 202), on peut obtenir la valeur de l'inductance mutuelle de deux bobinages en mesurant successivement l'*inductance apparente* de ces deux bobinages connectés en série en addition de flux, puis en opposition de flux.

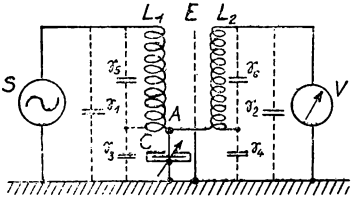


FIG. V-36.

— On peut également la mesurer directement en utilisant le montage de la figure *V-36*. Une source S, réglée à la fréquence f pour laquelle on veut faire la mesure, débite dans l'une des bobines L_1 en série avec un condensateur variable étalonné C. Un voltmètre électronique V, d'impédance pratiquement infinie, contrôle la tension U aux bornes de la seconde bobine L_2 en série avec le condensateur C.

En choisissant convenablement le signe du couplage, on peut mettre en opposition la tension aux bornes de C et la force électromotrice induite dans L_2, la tension mesurée par le voltmètre est alors, en désignant par M la valeur absolue de l'inductance mutuelle des deux bobines :

$$\mathfrak{U} = j\left(M\omega - \frac{1}{C\omega}\right)\mathfrak{I}.$$

Elle s'annule si l'on ajuste la capacité à une valeure C_0 telle que :

$$M\omega = \frac{1}{C_0 \omega}.$$

Pour mesurer M, il suffit donc de régler C de façon à amener à zéro l'aiguille du voltmètre et de lire la valeur correspondante C_0.

On en déduit :

$$M = \frac{1}{C_0 \omega^2}.$$

— Pour les deux méthodes, le principe de la mesure est simple. Cependant, en haute fréquence, leur mise en œuvre nécessite des précautions de montage pour éviter tous couplages parasites entre les deux circuits de mesure susceptibles de perturber gravement les résultats.

Tout d'abord, bien entendu, il faut blinder soigneusement la source et les connexions pour éliminer toute induction directe sur les bobines ou sur l'appareil de mesure.

Il faut également examiner méthodiquement les rôles des capacités des divers éléments des bobines entre elles ou par rapport à la masse pour éviter tout couplage électrostatique parasite et toute perturbation plus ou moins indirecte de la mesure.

— On élimine facilement le couplage par capacités entre les bobines en disposant entre elles un écran électrostatique E constitué par un réseau de fils métalliques fins parallèles, isolés les uns des autres, et connectés tous *individuellement en un seul point* à la masse de façon à ne pas créer de spires en court-circuit qui viendraient perturber le couplage électromagnétique des deux bobines.

Le rôle des capacités à la masse et des capacités réparties est plus complexe et variable avec le position du point de liaison du circuit avec la masse. Il exige en général une discussion serrée, en particulier en ce qui concerne le choix du point de masse et les conditions d'utilisation.

Par exemple, dans le cas du montage de la figure *V-36* :

a) Si l'on relie à la masse le pôle inférieur de la capacité C comme l'indique la figure, les capacités à la masse ($\gamma_1\gamma_2\gamma_3\gamma_4$) viennent se connecter, les unes en parallèle sur la source S et le voltmètre V, les autres en parallèle sur le condensateur C dont elles modifient la capacité résiduelle donc l'étalonnage. En tenant compte s'il y a lieu de cette variation d'étalonnage, il n'y a de leur fait aucune perturbation à craindre. Par contre, les capacités réparties γ_5 et γ_6 des bobines peuvent introduire des variations d'amplitude et de phase des courants et tension dans les bobines L_1 et L_2 et être par conséquent des causes d'erreur. Pour en atténuer les effets, il convient d'opérer avec une fréquence suffisamment faible par rapport aux fréquences propres des bobines.

b) Si l'on reliait à la masse le pôle supérieur A de la capacité, les capacités à la masse $\gamma_1\gamma_2$, renforcées par la présence de l'écran, se placeraient en parallèle sur les capacités réparties des bobines et augmenteraient leurs effets perturbateurs. De plus les capacités à la masse du voltmètre et de la source viendraient shunter la capacité étalonnée C et empêcheraient pratiquement toute mesure.

— Dans le cas où l'on utilise la première méthode, le circuit des deux bobines en série a obligatoirement un point à la masse et les capacités à la masse viennent shunter les bobines ; de plus, elles peuvent varier quand on inverse la polarité de l'une des bobines. Il est alors indispensable d'opérer avec une source de fréquence assez faible pour que les effets parasites correspondants restent négligeables et par conséquent de mesurer les inductances réelles et non pas les inductances apparentes.

Mesure de l'indice de couplage d'un transformateur accordé. — Considérons un transformateur, par exemple un transformateur à *fréquence intermédiaire* à *secondaire accordé* comportant :

a) une bobine primaire de résistance r_1 et d'inductance L_1 ;

b) une bobine secondaire de résistance r_2 et d'inductance L_2, fermée sur un condensateur C.

Pour la fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$ qui correspond à l'*accord du circuit secondaire* :

$$L_2 C \omega^2 = 1$$

l'impédance apparente aux bornes du primaire a pour expression :

$$\mathcal{R}_1 = r_1 + j L_1 \omega + \frac{M^2 \omega^2}{r_2}$$

en désignant par M l'inductance mutuelle des deux bobines. Tout se passe alors comme si l'on avait une bobine d'inductance L_1 et de résistance :

$$R_1 = r_1 + \frac{M^2 \omega^2}{r_2} = r_1 \left[1 + \frac{M^2}{L_1 L_2} \cdot \frac{L_1 L_2 \omega^2}{r_1 r_2} \right]$$

soit :

$$R_1 = r_1 [1 + n^2]$$

en désignant par n *l'indice de couplage* du transformateur tel que :

$$\boxed{n^2 = k^2 \cdot \frac{L_1 \omega}{r_1} \cdot \frac{L_2 \omega}{r_2}}$$

avec :

$k = \sqrt{\dfrac{M}{L_1 L_2}}$ = coefficient de couplage

$\dfrac{L_1 \omega}{r_1}$ = facteur de qualité du primaire,

$\dfrac{L_2 \omega}{r_2}$ = facteur de qualité du secondaire.

— Dans les conditions usuelles, R_1 restant faible devant $L_1 \omega$, on peut remplacer l'impédance série $\mathcal{R}_1$ par l'impédance shunt équivalente (chap. I, § A 2°, p. 15, fig. *I-14*) ayant pour admittance :

$$B \approx -\frac{1}{L_1 \omega}$$

$$G = \frac{R_1}{L_1^2 \omega^2} = G_1 (1 + n^2)$$

en désignant par $G_1 = \dfrac{r_1}{L_1^2 \omega^2}$ la conductance parallèle de la bobine primaire seule.

— On en déduit le principe de mesure de l'indice de couplage n.

a) On accorde le générateur du circuit de mesure à la *résonance exacte* du circuit secondaire, par exemple en cherchant la fréquence telle que l'accord du circuit de mesure ne soit pas modifié quand on connecte le circuit secondaire en parallèle sur le condensateur de ce circuit, le circuit primaire du transformateur restant ouvert.

b) On met en court-circuit le circuit secondaire et, dans les limites où n reste faible, on mesure par la méthode des grandes impédances la conductance apparente du circuit primaire seul, soit (52, p. 348) :

$$G_1 = C_{01} \omega \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2}.$$

c) On supprime le court-circuit du circuit secondaire et on mesure de la même manière la nouvelle valeur de la conductance apparente, soit :

$$G = C_{01} \omega \frac{Q_1 - Q_3}{Q_1 Q_3}.$$

On en déduit : $$n = \sqrt{\frac{G}{G_1} - 1}$$

soit : $$n = \sqrt{\frac{Q_2(Q_1 - Q_3)}{Q_3(Q_1 - Q_2)}}.$$

— Dans cette expression, les facteurs Q_1, Q_2 et Q_3 représentent les valeurs du facteur de surtension du circuit de mesure dans les trois opérations décrites ci-dessus, soit :

Q_1 circuit de mesure seul,

Q_2 circuit shunté par le primaire seul,

Q_3 circuit shunté par le transformateur complet.

Comme ces trois valeurs sont respectivement proportionnelles aux valeurs correspondantes U_1, U_2 et U_3 de la tension aux bornes du circuit, lues sur le voltmètre de l'acuimètre, la valeur de « n » s'obtient finalement par la relation :

$$n = \sqrt{\frac{U_2(U_1 - U_3)}{U_3(U_1 - U_2)}}.$$

5° Mesures des caractéristiques des condensateurs.

Mesure des faibles capacités. — On désigne sous le nom de faibles capacités toutes les capacités inférieures à la variation maximale réalisable sur le condensateur étalonné du circuit de mesure. Pour les mesurer, on les connecte en parallèle sur le condensateur étalonné et on obtient leur valeur en faisant la différence des valeurs de la capacité étalon qui réalise la résonance avant et après leur mise en circuit.

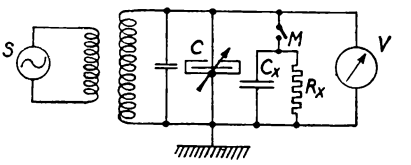


FIG. V-37.

— On opère sur le circuit de la figure *V-37* comme pour la mesure d'une grande résistance par la méthode des déréglages de capacité. Une petite clef M permet de connecter la capacité inconnue en parallèle sur le circuit de mesure ou de la déconnecter en prenant toutes les précautions indiquées à propos des mesures de résistances. La mesure s'effectue en deux temps :

a) La clef M étant ouverte, on détermine la capacité d'accord C_{01} du circuit de mesure seul, telle que :

$$L_a C_{01} \omega^2 = 1$$

et on mesure par déréglages de capacité le facteur Q_1 du circuit de mesure tel que :

$$\frac{1}{Q_1} = \frac{R_a}{L_a \omega}.$$

b) En fermant la clef M on met en parallèle sur le circuit de mesure le condensateur inconnu schématisé par une capacité C_x shuntée par une résistance R_x. On obtient alors un circuit de mesure dont la capacité a pour valeur $C + C_x$ et qui est amorti par une grande résistance R_x en parallèle.

La résonance a lieu pour une nouvelle valeur C_{02} de la capacité variable telle que l'on ait :

$$L_a(C_{02} + C_x)\omega^2 = 1$$

et on mesure par déréglages de capacité une nouvelle valeur $Q_1 < Q_2$ du facteur de surtension du circuit telle que :

$$\frac{1}{Q_2} = \frac{R_a}{L_a \omega} + \frac{L_a \omega}{R_x}.$$

— On calcule alors par différence :

$$(38) \qquad \begin{cases} C_x = C_{01} - C_{02} \\ \dfrac{1}{R_x} = \dfrac{1}{L_a \omega}\left(\dfrac{1}{Q_2} - \dfrac{1}{Q_1}\right) = C_{01}\,\omega\,\dfrac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2} \end{cases}$$

et par suite l'angle de pertes :

$$(39) \qquad \operatorname{tg}\delta = \frac{1}{R_x C_x \omega} = \frac{C_{01}}{C_{01} - C_{02}} \cdot \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2}$$

et le facteur de mérite du condensateur en essai :

$$\alpha = C_x \operatorname{tg}\delta = C_{01} \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2}.$$

Influence de l'humidité. — Dans le cas des faibles capacités le dépôt d'humidité sur les supports isolants ou sur les bords de la lame diélectrique, interposée entre les armatures, peut donner lieu à des pertes relativement importantes par conduction superficielle. Les mesures d'angle de pertes donnent alors des résultats très incertains, variables avec la tension appliquée aux bornes du circuit de mesure et avec le degré hygrométrique du milieu ambiant. Pour obtenir dans ces conditions des résultats stables et réellement caractéristiques du condensateur, il est alors indispensable d'opérer en plaçant le condensateur étudié dans une enceinte close renfermant un corps desséchant, ou, à défaut, d'effectuer rapidement la mesure dans l'air ambiant après avoir laissé séjourner le condensateur pendant un temps suffisamment grand (par exemple 24 heures) dans une enceinte desséchante.

Méthode de substitution aux bornes d'un oscillateur. — La capacité à mesurer C_x est connectée aux bornes du circuit oscillant d'un oscillateur quelconque muni d'un condensateur variable étalonné et dont on repère avec précision la fréquence f_0 en la comparant avec celle d'un oscillateur de référence que l'on ajuste pour obtenir un battement nul ou pour immobiliser une figure de Lissajous.

Cela fait, on retire le condensateur inconnu et on retouche le condensateur de l'oscillateur de façon à ramener la fréquence à sa valeur initiale. La capacité inconnue est alors égale à la variation de la capacité étalonnée. On peut également substituer au condensateur inconnu un condensateur variable étalonné qu'on règle pour ramener la fréquence à la valeur initiale.

— Comme les comparaisons de fréquences sont suceptibles d'une très grande précision, cette méthode est très avantageuse pour la mesure précise des capacités de faible valeur. Par contre, elle ne permet pas d'évaluer la résistance de pertes R_x.

— En pratique, on peut la mettre facilement en œuvre avec les moyens usuels en utilisant, comme oscillateur, l'oscillateur à fréquence fixe d'un générateur interférentiel à basse fréquence. La capacité à mesurer est connectée entre les bornes prévues pour le branchement d'un hululeur (chap. I, § B 2°, p. 35).

La fréquence est repérée en comparant, par exemple à l'aide d'un oscilloscope cathodique, la fréquence du signal de sortie à basse fréquence à une source

de référence à basse fréquence fixe en ajustant l'oscillateur à fréquence variable du générateur interférentiel de façon à immobiliser la figure de Lissajous.

Cette méthode de battement permet d'évaluer aisément des capacités ou des variations de capacité de l'ordre du dixième de picofarad.

Mesure des grandes capacités. — On désigne sous ce nom les capacités supérieures à la valeur maximale du condensateur d'accord du circuit de mesure. Il devient alors impossible de les mesurer par substitution partielle du condensateur variable en les connectant en parallèle sur le circuit et on est conduit à opérer en connectant le condensateur inconnu en série dans le circuit comme pour la mesure des faibles résistances. Le condensateur à mesurer, schématisé sous la forme d'une capacité C_x en série avec une faible résistance R_x, est intercalé en série dans la connexion inférieure $A'D'$ reliant la bobine au condensateur (fig. *V-38*) ; une petite clef M permet de le court-circuiter.

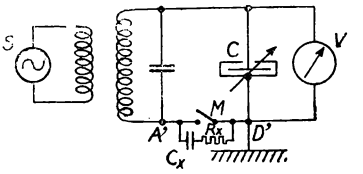


FIG. V-38.

On opère toujours en deux temps :

a) La clef M étant fermée, on détermine la capacité de résonance C_{01} du circuit de mesure seul, telle que :

$$L_a C_{01} \omega^2 = 1$$

et on mesure par déréglages de capacité son facteur de surtension Q_1 :

$$\frac{1}{Q_1} = \frac{R_a}{L_a \omega}.$$

b) On ouvre la clef M, ce qui a pour effet de connecter la capacité inconnue en série avec la bobine dont la réactance apparente devient :

$$L'_a \omega = L_a \omega - \frac{1}{C_x \omega} = L_a \omega \left(1 - \frac{1}{L_a C_x \omega^2}\right)$$

soit, en tenant compte de la condition de résonance du circuit de mesure seul :

$$L'_a \omega = L_a \omega \left(1 - \frac{C_{01}}{C_x}\right)$$

et la résistance apparente :

$$R'_a = R_a + R_x.$$

— Pour ramener le circuit de mesure à la résonance il faut alors donner à la capacité variable C une nouvelle valeur C_{02} telle que :

$$1 = L'_a C_{02} \omega^2 = L_a \left(1 - \frac{C_{01}}{C_x}\right) C_{02} \omega^2$$

et, par déréglages de capacité, on mesure un nouveau facteur de surtension $Q_2 < Q_1$ tel que :

$$\frac{1}{Q_2} = \frac{R'_a}{L'_a \omega} = \frac{R_a + R_x}{L_a \omega \left(1 - \frac{C_{01}}{C_x}\right)}.$$

— En éliminant R_a et L_a entre les relations correspondantes relatives aux deux opérations, on obtient finalement :

$$(40)\quad \begin{cases} C_x = \dfrac{C_{01}\,C_{02}}{C_{02} - C_{01}} \\ R_x = \dfrac{1}{\omega}\left[\dfrac{1}{Q_2\,C_{02}} - \dfrac{1}{Q_1\,C_{01}}\right] = \dfrac{1}{\omega}\cdot\dfrac{Q_1\,C_{01} - Q_2\,C_{02}}{Q_1\,Q_2\,C_{01}\,C_{02}} \\ \operatorname{tg}\delta = R_x\,C_x\,\omega = \dfrac{1}{C_{02} - C_{01}}\cdot\dfrac{Q_1\,C_{01} - Q_2\,C_{02}}{Q_1\,Q_2} \\ \alpha = C_x \operatorname{tg}\delta = \dfrac{C_{01}\,C_{02}}{(C_{02} - C_{01})^2}\cdot\dfrac{Q_1\,C_{01} - Q_2\,C_{02}}{Q_1\,Q_2}. \end{cases}$$

Remarque importante. — Dans le montage de la figure *V-38* et par assimilation avec le montage de la figure *V-31* utilisé pour la mesure des faibles résistances, on a supposé qu'on mettait hors circuit le condensateur à mesurer en le mettant en court-circuit par la clef *M*. Dans le cas où l'on mesure une grosse capacité, cette solution n'est pas recommandable, surtout si les bornes du condensateur étudié sont situées à une certaine distance l'une de l'autre, par exemple de chaque côté du boîtier comme cela a lieu en général pour les condensateurs usuels. Dans ce cas, en effet, la connexion de court-circuit constitue une inductance connectée en parallèle sur le condensateur et, dans le cas où celui-ci a une valeur suffisamment grande, l'ensemble peut constituer un véritable circuit bouchon, qui peut éventuellement entrer en résonance si la fréquence de travail est assez élevée. Les mesures n'ont plus alors aucun sens.

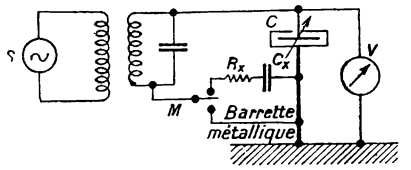


FIG. V- 39

Pour éliminer cette difficulté, il est plus avantageux de mettre le condensateur hors-circuit à l'aide d'un inverseur *M* (fig. *V-39*) qui *commute* le condensateur inconnu avec une barrette métallique placée à côté du condensateur et reliée directement à la masse.

Mesure de l'inductance interne et de la capacité réelle. — Dans le cas d'une grande capacité, l'inductance interne *l* peut provoquer une erreur importante sur la valeur mesurée de la capacité. La mesure qui précède fournit alors la valeur de la capacité apparente (chap. I, § A 3°, p. 24) :

$$\Gamma = \frac{C}{1 - l\,C\,\omega^2}$$

d'où l'on déduit :

$$\frac{1}{\Gamma} = \frac{1}{C} - l\,\omega^2.$$

Dès lors, pour déterminer les valeurs de *C* et de *l*, il suffit de répéter la mesure de Γ pour les valeurs croissantes de la fréquence et de tracer la courbe $\frac{1}{\Gamma} = f(\omega^2)$. Cette courbe est une droite dont l'ordonnée du point de rencontre avec l'axe des ordonnées ($\omega^2 = 0$) fournit la valeur de la capacité réelle *C* et l'abscisse du point de rencontre avec l'axe des abscisses $\left(\frac{1}{\Gamma} = 0\right)$ celle de la fréquence de résonance f_0 telle que : $l\,C\,\omega_0^2 = 1$. On en déduit la valeur de l'inductance interne *l*. Celle-ci peut également se calculer à partir de la pente de la courbe.

— On peut également mesurer la capacité réelle *C* en basse fréquence

($lC\omega^2 \ll 1$) et en déduire l par comparaison avec la capacité apparente Γ mesurée à la fréquence spécifiée.

— Dans le cas où l'on a affaire à un condensateur variable, on peut l'incorporer dans un circuit oscillant et mesurer l en opérant comme il est indiqué ci-après (§ C 8°, p. 363) pour la mesure de l'inductance interne du condensateur d'un circuit de mesure.

Mesure de la fréquence de résonance. — La mesure complète des caractéristiques d'un condensateur par la méthode précédente fournit également la valeur de la fréquence de résonance liée à l et C par la relation : $lC\omega_0^2 = 1$.

Mais, bien souvent en pratique, il est intéressant de connaître la fréquence de résonance sans avoir à faire une mesure complète des caractéristiques du condensateur. On peut alors opérer à l'aide du montage schématisé sur la figure *V-40*.

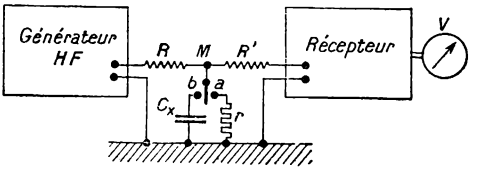


FIG. V-40.

Le condensateur à étudier est connecté aux bornes de sortie d'un générateur étalonné à haute fréquence à travers une grande résistance R, par exemple 10 000 Ω.

Un voltmètre, constitué par un récepteur suivi d'un indicateur à aiguille, est connecté aux bornes du condensateur en série avec une grande résistance R' (5 000 à 10 000 Ω par exemple) destinée à augmenter son impédance d'entrée et à éliminer toute possibilité de résonance accidentelle.

Une résistance de référence r, de valeur comparable à la réactance du condensateur dans la gamme de travail, par exemple 500 à 1 000 Ω, est connectée à côté du condensateur et peut lui être substituée par le jeu d'un commutateur à deux positions M.

La mesure comporte les opérations suivantes :

a) On accorde le générateur sur la fréquence de mesure et on ajuste son niveau de sortie à une valeur donnée E_0 que l'on repère.

b) On place le commutateur M sur la position « *a* » de façon à mettre en circuit la résistance de référence r ; on accorde le récepteur sur le générateur et on ajuste sa sensibilité de façon à amener l'aiguille de l'indicateur de sortie sur un repère θ.

c) On place le commutateur M sur la position « *b* » de façon à mettre en circuit le condensateur inconnu. Cela fait, sans modifier les réglages du récepteur, on ajuste le niveau de sortie du générateur pour ramener l'indicateur de sortie sur son repère. Enfin, on note la valeur E correspondante du niveau de sortie du générateur.

d) On répète la mesure complète en faisant varier la fréquence et on trace la courbe $\frac{E}{E_0} = \varphi(f)$.

Cette courbe, qui représente la courbe de résonance du condensateur, passe par son maximum pour la fréquence de résonance cherchée. Elle permet également de déterminer, par comparaison avec r, un ordre de grandeur de l'impédance du condensateur pour une fréquence donnée.

— Notons pour terminer que, si l'on dispose d'un *millivoltmètre apériodique* dont la sensibilité reste pratiquement constante dans la gamme de fréquence à explorer, la mesure peut être très simplifiée. Dans ce cas, en effet, il suffit

de faire varier progressivement la fréquence du générateur en maintenant sa tension constante et de noter la fréquence pour laquelle la déviation du voltmètre passe par son minimum. Cette fréquence correspond à la fréquence de résonance du condensateur.

6° Conditions pratiques d'emploi.

Remarques préliminaires. — Dans les exemples qui précèdent, et plus généralement pour toutes les mesures d'impédance par résonance d'un circuit oscillant, la valeur du terme réel de l'impédance s'exprime par des relations dans lesquelles intervient un terme de la forme :

$$(41) \qquad \frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{Q_2 C_{02}} - \frac{1}{Q_1 C_{01}}$$

où Q_1 et Q_2 sont les valeurs du facteur de surtension du circuit sans et avec l'impédance inconnue.

Suivant les cas, ces facteurs sont :

a) ou bien lus directement sur un appareil à aiguille lorsque le circuit de mesure est constitué par un acuimètre ;

b) ou bien mesurés par déréglages du condensateur d'accord du circuit de mesure autour des valeurs C_{01} et C_{02} correspondant à la résonance, si on utilise un simple circuit oscillant.

Dans les deux cas, surtout dans celui de l'acuimètre à lecture directe, les erreurs de mesures sur Q_1 et Q_2 peuvent être importantes. Il en résulte que la connaissance du terme (41), différence des inverses des deux valeurs mesurées, peut comporter une erreur prohititive, qui rende toutes mesures illusoires, d'autant plus que Q_1 et Q_2 sont plus voisins, donc les pertes de l'impédance à mesurer plus faibles, par exemple pour la mesure de l'angle de pertes d'un condensateur de bonne qualité.

La même conclusion s'impose dans le cas d'une impédance à fortes pertes conduisant à une surtension Q_2 très faible et difficile à mesurer.

— Il importe donc, sans modifier pour autant la technique opératoire, de modifier la présentation des formules de façon à exprimer le résultat final par des relations faisant intervenir, avec le minimum d'intermédiaires, des grandeurs physiques directement accessibles à des mesures simples et précises.

Principe de mesure. — La grandeur physique la plus directement accessible à la mesure est la tension U aux bornes du circuit, lue sur le voltmètre. Cette grandeur étant dans tous les cas proportionnelle au facteur de surtension du circuit, puisqu'on opère à force électromotrice constante, on peut toujours écrire les relations (41) sous la forme :

$$(42) \quad \begin{cases} \dfrac{1}{Q_2} - \dfrac{1}{Q_1} = \dfrac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2} = \dfrac{1}{Q_1} \cdot \dfrac{U_{01} - U_{02}}{U_{02}} \\ \dfrac{1}{Q_2 C_{02}} - \dfrac{1}{Q_1 C_{01}} = \dfrac{U_{01} C_{01} - U_{02} C_{02}}{Q_1 U_{02} C_{01} C_{02}} = \dfrac{1}{Q_1 C_{02}} \left[\dfrac{U_{01} - U_{02}}{U_{02}} - \dfrac{C_{02} - C_{01}}{C_{01}} \right] \end{cases}$$

en désignant par Q_1 le facteur de surtension du circuit de mesure seul et par U_{01} et U_{02} les valeurs de la tension de résonance aux bornes du circuit sans l'impédance inconnue ou avec cette impédance.

— Par ailleurs, le facteur Q_1 est une grandeur caractéristique du circuit de mesure seul ; il conserve la même valeur pour toutes les mesures faites sur ce circuit. En outre, si l'on opère avec un bon circuit, il est possible de le mesurer

dans de bonnes conditions par la méthode de déréglage de capacité exposée plus haut. Si l'on adopte, *par exemple*, pour cette mesure un rapport : $\frac{U_0}{U} = \sqrt{2}$, il s'exprime simplement par la relation (19), soit :

$$Q_1 = \frac{C_{01}}{\Delta C}. \tag{43}$$

— En partant de ces données, on aboutit alors au mode opératoire suivant :

1° Sur le circuit de mesure seul et avant toute mesure :

a) on réalise l'accord et on note, d'une part la *capacité de résonance* C_{01}, d'autre part la *tension à l'accord* U_{01} ;

b) on détermine la valeur ΔC du déréglage de capacité de part te d'autre de C_{01} correspondant à une tension $\frac{U_{01}}{\sqrt{2}}$.

2° On met en circuit l'impédance à mesurer, on rétablit la résonance en ajustant la capacité d'accord et on note, d'une part la nouvelle valeur C_{02} de la capacité, d'autre part la nouvelle valeur U_{02} de la tension, *sans mesurer* Q_2.

3° En portant ces valeurs dans les expressions (42) et (43), on en déduit le résultat de la mesure.

— Dans le cas où l'on mesure une impédance à faibles pertes, les tensions U_{02} et U_{01} sont très voisines. Il est alors commode d'ajuster le niveau de la source qui excite le circuit de mesure de telle sorte que, dans la première opération, on obtienne pour U_{01} une déviation de l'aiguille du voltmètre correspondant à un repère fixe donné, et de lire dans la seconde opération, non pas la valeur de U_{02}, mais directement la variation de tension :

$$\Delta U = U_{01} - U_{02}.$$

Certains acuimètres modernes comportent, dans ce but, une échelle spéciale graduée directement en $\frac{\Delta U}{U_2}$ ou $\frac{\Delta Q}{Q_2}$ à partir d'un repère fixe.

Lorsque ΔU est très faible (cas des impédances à très faibles pertes), on peut améliorer la précision de la mesure en utilisant un voltmètre à seuil (chap. I, § D 1°, p. 57). Cet appareil peut être connecté en parallèle sur le voltmètre habituel du circuit de mesure, sur lequel on lit la valeur de U_{02} et qui sert d'étalon pour le tarage de l'amplificateur de crête.

— Cette technique opératoire est applicable pour toutes les mesures d'impédance par la méthode de la résonance. Mais, en pratique, elle est surtout intéressante pour les mesures d'angle de pertes des condensateurs en raison des valeurs très faibles qu'on est amené à évaluer sur les condensateurs de bonne qualité.

Mesure des faibles capacités. — La mesure s'effectue par la méthode parallèle, ou des grandes impédances, exposée ci-dessus (§ C 5°, p. 339) ; elle conduit aux relations (38) et (39) qui, en utilisant la nouvelle présentation, deviennent :

$$\begin{cases} C_x = C_{01} - C_{02} \\ \operatorname{tg}\delta = \dfrac{\Delta C}{C_{01} - C_{02}} \cdot \dfrac{\Delta U}{U_{02}} = \dfrac{\Delta C}{C_x} \cdot \dfrac{\Delta U}{U_{02}}. \end{cases} \tag{44}$$

On remarquera que, dans ces relations, ne figure plus que la différence $C_{01} - C_{02}$. On met ainsi hors cause la valeur réelle de C_{01} qui peut être différente de la valeur lue sur le condensateur variable du circuit de mesure si, pour une raison

quelconque, sa capacité résiduelle a varié. La différence $C_{01} - C_{02}$, au contraire, est toujours égale à la différence des valeurs lues dès l'instant où les capacités résiduelles restent constantes. Cette remarque est susceptible, dans beaucoup de cas, de simplifier notablement les mesures et en même temps d'améliorer la précision.

— La seconde relation (44) montre que la variation de tension ΔU est directement proportionnelle à l'angle de pertes du condensateur. Il s'ensuit que :

a) Dans le cas d'un condensateur sans pertes, la tension aux bornes du circuit de mesure resterait invariable.

b) Dans le cas d'un condensateur avec pertes, la tension diminue lorsqu'on met en circuit le condensateur et sa variation peut s'évaluer simplement à partir des données du problème (39, p. 340) :

$$\frac{\Delta U}{U_{02}} = Q_1 \frac{C_x}{C_{01}} \operatorname{tg} \delta.$$

c) La sensibilité du dispositif de mesure, caractérisée par la variation de tension produite par un condensateur donné, est d'autant plus grande que le facteur de qualité Q_1 du circuit est plus grand et la capacité d'accord C_{01} plus faible.

Comme cette capacité ne peut être inférieure à la capacité inconnue C_x, la sensibilité limite à laquelle on puisse atteindre est de la forme :

$$\left(\frac{\Delta U}{U_{01}}\right)_{max} = Q_1 \operatorname{tg} \delta.$$

Ce qui signifie que, pour un circuit de mesure donné (Q_1 fixe) la sensibilité de la mesure ne dépend que de celle du voltmètre et que, en améliorant celle-ci, on peut toujours, en principe, mesurer des angles de pertes de valeur aussi faible que l'on veut.

On est limité dans cette voie en pratique par les fluctuations accidentelles de la source excitant le circuit de mesure. Pour les mesures de précision, il est donc indispensable de faire usage d'un *oscillateur stabilisé* avec soin.

Si on admet, par exemple, qu'on veuille mesurer un angle de pertes de 10^{-4} avec un circuit de mesure ayant une surtension de 300, il faut pouvoir mesurer avec certitude des variations de tension de 3 % aux bornes du circuit oscillant. Cette condition est réalisable pratiquement avec un voltmètre à seuil et un circuit bien stabilisé.

Mesure des grandes capacités. — La mesure s'effectue par la méthode série ou des faibles impédances, exposée ci-dessus (§ C 5°, p. 341) ; elle conduit aux relations (40, p. 342) qui, avec les nouvelles notations (42), deviennent :

$$(45) \qquad \begin{cases} C_x = \dfrac{C_{01} C_{02}}{C_{02} - C_{01}} \\ \operatorname{tg} \delta = \dfrac{1}{Q_1}\left[\dfrac{C_{01}}{C_{02} - C_{01}} \cdot \dfrac{\Delta U}{U_{02}} - 1\right] = \dfrac{\Delta C}{C_{01}}\left[\dfrac{C_{01}}{C_{02} - C_{01}} \cdot \dfrac{\Delta U}{U_{02}} - 1\right]. \end{cases}$$

Si on compare ces relations aux relations (44), on arrive aux conclusions suivantes :

a) La valeur de C_{01} figure explicitement et la simplification signalée à propos des faibles capacités n'existe plus.

b) La variation de tension aux bornes du circuit de mesure n'est plus proportionnelle à l'angle de pertes :

$$(46) \qquad \frac{\Delta U}{U_{02}} = \frac{C_{02} - C_{01}}{C_{01}}\left[1 + Q_1 \operatorname{tg}\delta\right] = \frac{C_{02}}{C_x}\left[1 + Q_1 \operatorname{tg}\delta\right].$$

c) Dans le cas d'un condensateur sans pertes, il y aurait une *baisse* de tension égale au rapport $\frac{C_{02}}{C_x}$.

d) L'action des pertes du condensateur n'est appréciable que si ces pertes sont suffisantes pour que le terme $Q_1 \operatorname{tg}\delta$ devienne appréciable par rapport à l'unité. La sensibilité est alors limitée par la qualité du circuit de mesure quelle que soit par ailleurs celle du voltmètre. Pour un circuit ayant une surtension de 300, et en admettant qu'on puisse apprécier un terme $Q_1 \operatorname{tg}\delta$ de l'ordre de 0,1, la valeur mesurable la plus faible de $\operatorname{tg}\delta$ serait de l'ordre 1/3 000 seulement.

— Ces quelques remarques font apparaître une infériorité très nette du montage série par rapport au montage parallèle. Cette infériorité se confirmera par la suite à tous les points de vue ; elle est due au fait que, dans le montage série, la réactance de la branche inductive varie lorsqu'on met en circuit l'impédance à mesurer.

7° Méthode générale de mesure des impédances.

Généralités. — Dans ce qui précède, nous avons examiné successivement divers procédés de mesure applicables à quelques types importants d'impédances. Tous ces procédés reposent en fait sur les mêmes principes et ne diffèrent que par des détails expérimentaux ; il est facile de concevoir leur extension au cas d'une impédance quelconque et par conséquent d'arriver à un circuit type qui constitue un appareillage général de mesure des impédances dans la gamme des fréquences radioélectriques.

— Pour les raisons exposées ci-dessus, le circuit de mesure sera toujours du type à *résonance de tension* dérivé de l'un des circuits schématisés par les figures *V-22*, *V-23* et *V-24*, p. 316. Pour fixer les idées, nous admettrons encore qu'on utilise le couplage inductif (fig. *V-22*) en sorte que le circuit de mesure affecte l'un des aspects schématisés par les figures *V-41* et *V-42*, suivant que

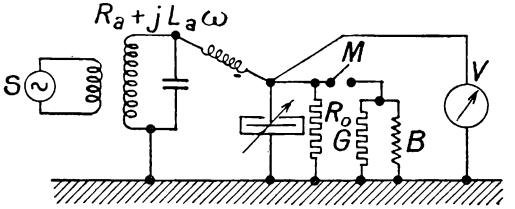


FIG. V-41.

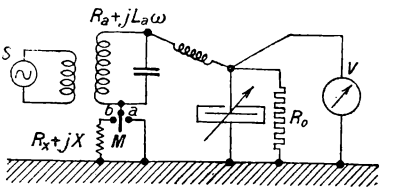


FIG. V-42.

l'impédance à mesurer doit être connectée en parallèle sur le condensateur ou en série dans le circuit. Pour plus de généralité, nous ne ferons aucune hypothèse au sujet des caractéristiques des divers éléments du montage, en particulier nous admettrons que la résistance de pertes latérales R_0 a une valeur quelconque, contrairement à l'hypothèse faite dans ce qui précède *pour simplifier les discussions.*

Mesure des grandes impédances. — On englobe sous cette dénomination toutes les impédances $R_x + j\,X$, dont la réactance X peut être quelconque,

positive, négative ou nulle, mais dont le module Z est supérieur aux réactances $L_a\omega$ et $\frac{1}{C_0\omega}$ du circuit de mesure à la résonance.

Leur mesure s'effectue comme dans les cas des grandes résistances (§ C 3°, p. 329) ou des faibles capacités (§ C 5°, p. 339) qui constituent des cas particuliers de grandes impédances. L'impédance à mesurer est connectée en parallèle sur le condensateur C (fig. *V-41*), en série avec un commutateur M, réalisé et utilisé comme il est indiqué pour la mesure des grandes résistances (p. 330), et qui permet de mettre l'impédance inconnue en circuit ou hors circuit.

Comme dans tous les cas où l'on connecte des impédances en parallèle, la discussion est grandement facilitée dans le cas présent en représentant l'impédance inconnue par son schéma parallèle $G + j\,B$ (ch. I, § A 4°, fig. *I-26*, p. 29) dont les éléments sont liés à ceux du schéma série par les relations (22, p. 30) :

$$(47)\qquad \begin{cases} R_x = \dfrac{G}{G^2 + B^2} \\ X = -\dfrac{B}{G^2 + B^2}. \end{cases}$$

La mesure s'effectue encore en deux temps :

a) La clef M étant ouverte, on réalise l'accord du circuit de mesure seul en réglant le condensateur C et on lit sur les échelles graduées de l'appareil :

— d'une part la capacité d'accord C_{01} satisfaisant la condition de résonance :

$$(48)\qquad L_a C_{01}\omega^2 = 1$$

— d'autre part la valeur U_{01} de la tension aux bornes du circuit, correspondant au facteur de surtension Q_1 du circuit seul tel que :

$$(49)\qquad \frac{1}{Q_1} = \frac{R_a}{L_a\omega} + \frac{L_a\omega}{R_0}.$$

b) On ferme la clef M de façon à mettre l'impédance inconnue en parallèle sur le circuit de mesure. Tout se passe alors comme si l'on avait un circuit simple comportant une capacité C_t de *susceptance* :

$$C_t\omega = C\omega + B$$

shuntée par une résistance unique R_t de *conductance* :

$$\frac{1}{R_t} = \frac{1}{R_0} + G.$$

On obtient alors la résonance en réglant la capacité C à une nouvelle valeur C_{02} telle que :

$$50)\qquad L_a\omega(C_{02}\omega + B) = 1$$

et on lit sur le voltmètre une nouvelle valeur U_{02} de la tension correspondant à une nouvelle valeur Q_2 du facteur de surtension ($Q_2 < Q_1$) telle que :

$$(51)\qquad \frac{1}{Q_2} = \frac{R_a}{L_a\omega} + L_a\omega\left(\frac{1}{R_0} + G\right).$$

En combinant deux à deux les relations 48 et 50 d'une part, 49 et 51 d'autre part, on en déduit :

$$(52) \qquad \begin{cases} B = (C_{01} - C_{02})\,\omega \\ G = C_{01}\,\omega\,\dfrac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2}. \end{cases}$$

et par suite les valeurs de R_x et X à partir des relations 47.

— Ce résultat est obtenu sans faire *aucune hypothèse simplificatrice sur la valeur de* R_0 ni *aucune approximation* ; il est donc valable en toute rigueur quel que soit R_0, ce résultat provenant du fait que les termes en $\dfrac{L_a\,\omega}{R_0}$, invariables dans les deux opérations de la mesure, s'éliminent par soustraction dans le calcul final. Il est évident, cependant, que la netteté de la résonance, donc la précision de la mesure, sont d'autant meilleures que R_0 est plus grand et qu'il y a toujours avantage, sinon obligation, à utiliser un circuit de mesure de très bonne qualité.

— Dans ces conditions, les relations établies plus haut pour les résistances ou les capacités sont *valables sans restriction* dans tous les cas, *dès l'instant où l'on utilise le montage parallèle* pour grandes impédances. En particulier, dans le cas d'un condensateur, on peut exprimer la valeur de l'angle de pertes par la relation 44 :

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{\Delta C}{C_{01} - C_{02}} \cdot \frac{\Delta U}{U_{02}}$$

et bénéficier de tous les avantages de la technique opératoire décrite au § C 6°, p. 345.

Dans ce cas, on a : $B = C_x\omega$ et la première relation (52) devient :

$$C_x = C_{01} - C_{02}$$

c'est-à-dire la relation (38).

La capacité C_{02} correspondant à l'accord dans la seconde opération est inférieure à la capacité C_{01} du premier accord. Il faut donc diminuer la capacité C lorsqu'on ferme la clef M. Par suite, pour étendre la marge de réglage, il y a intérêt à choisir la bobine du circuit de mesure de telle sorte que la résonance de la première opération soit obtenue avec une capacité C_{01} voisine du maximum du condensateur variable C.

— Au contraire, dans le cas d'une inductance L_x, la susceptance B devient négative et on a :

$$(C_{01} - C_{02})\,\omega = B < 0.$$

Il faut alors augmenter la capacité C lorsqu'on ferme la clef M et par suite choisir l'inductance du circuit de mesure de façon à réaliser l'accord du circuit dans la première opération avec une faible valeur C_{01} du condensateur variable. Enfin, en utilisant le mode opératoire décrit au § C 6° pour les faibles capacités, on peut, avec les mêmes avantages, exprimer l'angle de pertes de la bobine par la relation :

$$\frac{R_x}{L_x\,\omega} = \frac{\Delta C}{C_{02} - C_{01}} \cdot \frac{\Delta U}{U_{02}}.$$

— Dans le cas d'une résistance pure ($B = 0$), on a $C_{02} = C_{01}$ et les relations 52 se ramènent à la seule relation 34 qui peut également s'écrire sous la forme :

$$\frac{1}{R_x} = \omega\,\Delta C \cdot \frac{\Delta U}{U_{02}}.$$

Mesure des faibles impédances. — *Montage de principe.* — On englobe sous cette dénomination toutes les impédances $R_x + j\,X$, dont la réactance X peut être quelconque, positive, négative ou nulle, mais dont le module Z est inférieur ou au plus égal aux réactances $L_a\omega$ et $\frac{1}{C_0\omega}$ du circuit de mesure à la résonance.

Leur mesure s'effectue *en principe* comme dans les cas des faibles résistances (§ C 3°, p. 327) ou des grandes capacités (§ C 5°, p. 341) qui constituent des cas particuliers de faibles impédances.

L'impédance à mesurer est connectée en série avec la bobine du circuit de mesure, en principe dans la connexion de masse de cette dernière pour éliminer l'influence perturbatrice des capacités à la masse de l'impédance inconnue (fig. *V-42*). Un commutateur M, réalisé et utilisé comme il a été dit pour les grandes capacités, permet de mettre hors circuit l'impédance inconnue.

La mesure comporte toujours deux opérations :

a) Le commutateur M étant sur sa position « *a* », on réalise la résonance du circuit de mesure seul et on lit sur les échelles graduées des appareils de mesure :

— d'une part la capacité d'accord C_{01} satisfaisant la condition de résonance :

$$L_a C_{01}\omega^2 = 1 \tag{53}$$

— d'autre part, la tension de résonance U_{01} correspondant au facteur de surtension Q_1 du circuit de mesure seul tel que :

$$\frac{1}{Q_1} = \frac{R_a}{L_a\omega} + \frac{L_a\omega}{R_0}. \tag{54}$$

b) On place le commutateur M sur sa position « *b* » de façon à mettre l'impédance inconnue $R_x + j\,X$ en série avec la bobine et tout se passe comme si l'on avait une bobine :

de réactance : $L_a\omega + X$

de résistance : $R_a + R_x$.

Le circuit est alors désaccordé ; on refait l'accord en amenant le condensateur variable à une nouvelle valeur C_{02} telle que :

$$(L_a\omega + X)\,C_{02}\omega = 1 \tag{55}$$

et on lit sur le voltmètre une nouvelle valeur U_{02} correspondant à une nouvelle valeur Q_2 du facteur de surtension du circuit, inférieure à Q_1, et telle que :

$$\frac{1}{Q_2} = \frac{R_a + R_x}{L_a\omega + X} + \frac{L_a\omega + X}{R_0}. \tag{56}$$

— Les relations (54) et (56) peuvent s'écrire :

$$\frac{L_a\omega}{Q_1} = R_a + \frac{(L_a\omega)^2}{R_0}$$

$$\frac{L_a\omega + X}{Q_2} = R_a + R_x + \frac{(L_a\omega + X)^2}{R_0}$$

soit, en tenant compte des conditions de résonance (53) et (55) :

$$\frac{1}{Q_1 C_{01}\omega} = R_a + \frac{1}{R_0 C_{01}^2 \omega^2}$$
$$\frac{1}{Q_2 C_{02}\omega} = R_a + R_x + \frac{1}{R_0 C_{02}^2 \omega^2}.$$

Par différence entre ces deux expressions et les deux conditions de résonance, on obtient alors :

$$R_x\omega = \frac{1}{Q_2 C_{02}} - \frac{1}{C_{01}}\left[\frac{1}{Q_1} + \frac{1}{R_0 C_{01}\omega}\left(\frac{C_{01}^2}{C_{02}^2} - 1\right)\right]$$

soit finalement, compte tenu de (53) et (55) :

$$(57) \qquad \begin{cases} R_x\omega = \dfrac{1}{Q_2 C_{02}} - \dfrac{1}{C_{01}}\left[\dfrac{1}{Q_1} + \dfrac{L_a\omega}{R_0}\left(\dfrac{C_{01}^2}{C_{02}^2} - 1\right)\right] \\ X\omega = \dfrac{1}{C_{02}} - \dfrac{1}{C_{01}} = \dfrac{C_{01} - C_{02}}{C_{01} C_{02}}. \end{cases}$$

— Si on compare l'expression de $R_x\omega$ à celles qui ont été trouvées ci-dessus pour les mesures des faibles résistances et des grandes capacités, on constate l'apparition d'un terme perturbateur :

$$\frac{L_a\omega}{R_0}\left(\frac{C_{01}^2}{C_{02}^2} - 1\right).$$

Dans le cas envisagé plus haut d'un circuit de mesure de très bonne qualité, pour lequel le facteur de pertes latérales est supposé très petit par rapport au facteur de pertes totales $\frac{1}{Q_1}$ du circuit, on peut *négliger* le terme perturbateur devant $\frac{1}{Q_1}$ et *écrire pratiquement* :

$$R_x\omega \approx \frac{1}{Q_2 C_{02}} - \frac{1}{Q_1 C_{01}}$$
$$X\omega = \frac{1}{C_{02}} - \frac{1}{C_{01}}.$$

On retrouve alors les relations établies ci-dessus, en particulier dans le cas des grandes capacités, et on peut en déduire des relations du type (40). Mais *il ne faut pas oublier qu'il y a là une approximation dont il faut discuter la validité dans chaque cas particulier* et qui peut donner naissance à une erreur très grave sur le résultat des mesures, même si la résistance R_0 a une valeur de plusieurs mégohms (*voir* plus loin, § 8°, p. 368).

— En règle générale donc, *lorsqu'on utilise le montage série pour une mesure de faible impédance, il faut écrire les résultats sous la forme complète* (57). On aboutit alors à des relations assez peu maniables et la transformation sous la forme (45) est elle-même compliquée.

— Il y a exception dans le cas de la mesure d'une *résistance pure*. Dans ce cas, en effet, la capacité d'accord ne change pas ($C_{02} = C_{01}$) et le terme perturbateur devient nul quelle que soit la valeur de R_0. On retrouve alors en *toute rigueur* la relation (31).

— Dans le cas d'une capacité $\left(X = -\frac{1}{C_x\omega}\right)$, et sous réserve de l'approxi-

mation ci-dessus, on retrouve les relations (40) qui conduisent aux relations du type (45). Dans ce cas, on a :

$$\frac{1}{C_x} = \frac{1}{C_{01}} - \frac{1}{C_{02}}$$

et la capacité C_{02} correspondant à l'accord dans la seconde opération est supérieure à la capacité C_{01} du premier accord. Il faut augmenter la capacité lorsqu'on place le commutateur M sur sa position b. Pour permettre de retrouver le second accord avec une marge de réglage suffisante il y a donc lieu de choisir la valeur de l'inductance de la bobine constituant le circuit de mesure de telle sorte que la capacité C_{01} du premier accord se situe au début du condensateur variable.

— Au contraire, dans le cas d'une inductance L_x, on a :

$$L_x = \frac{1}{\omega^2}\left(\frac{1}{C_{02}} - \frac{1}{C_{01}}\right)$$

et il faut diminuer la capacité au moment où l'on place le commutateur M sur sa position b. Il y a donc lieu dans ce cas de choisir l'inductance du circuit de façon que C_{01} se situe au voisinage de l'extrémité supérieure de la gamme couverte par le condensateur variable C.

Montage pratique. — Les conclusions des discussions qui précèdent, aussi bien que celles des discussions qui seront développées dans les paragraphes qui suivent, concourent toutes à *discréditer le montage série*, du type représenté sur la figure *V-42*, en raison des difficultés de mesures et des causes d'erreurs qui lui sont propres. Le montage parallèle du type représenté sur la figure *V-41* éliminant la plupart de ces difficultés, il est donc souhaitable de chercher un montage du même type utilisable pour la mesure des faibles impédances. Une solution peut être trouvée en employant l'artifice mis en œuvre pour la mesure des résistances moyennes (§ C 3°, p. 331) et qui consiste à connecter l'impédance inconnue en série avec une faible capacité préalablement étalonnée. Le montage de mesure affecte alors l'aspect de la figure *V-43*.

La discussion générale du problème ainsi posé conduisant à des relations compliquées, nous nous limiterons au cas usuel des *impédances à faibles pertes* (bobines ou condensateurs). Considérons donc une faible impédance $R_x + jX$, avec $R_x \ll X$. Plaçons-la en série avec une petite capacité γ de résistance série ρ et d'angle de pertes, supposé faible *a priori* :

$$\operatorname{tg}\theta_0 = \rho\gamma\omega.$$

L'ensemble se comporte comme une admittance :

$$G + jB = \frac{1}{(\rho + R_x) + j\left(X - \frac{1}{\gamma\omega}\right)}.$$

La réactance $\frac{1}{\gamma\omega}$ du condensateur étant par définition grande devant X, et les résistances ρ et R_x faibles devant leurs réactances respectives, on peut développer l'expression ci-dessus en négligeant les termes $(\rho + R_x)^2$ devant les termes $\left(\frac{1}{\gamma\omega} - X\right)^2$ et écrire :

(58)
$$\begin{cases} B = \dfrac{\gamma\omega}{1 - X\gamma\omega} \\ G = (\rho + R_x)B^2. \end{cases}$$

Cela étant, pour mesurer la faible impédance $R_x X$, on la connecte, en série avec une *faible capacité* γ, aux bornes du circuit de mesure comme l'indique la fig. *V-43*
On opère ensuite en trois temps :

1° La clef M_1 étant ouverte, on réalise la résonance du circuit de mesure seul et on note la capacité d'accord C_0 telle que :

$$L_a C_0 \omega^2 = 1.$$

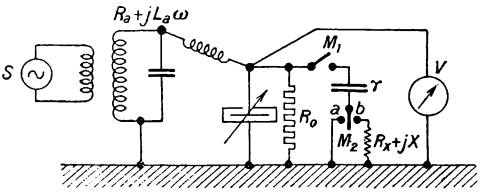


FIG. V-43.

2° La clef M_1 étant fermée et le commutateur M_2 étant mis sur sa position « *a* » de façon à mettre en circuit la capacité γ seule, on note la capacité d'accord C_1 et le facteur de surtension Q_1 tels que :

$$L_a(C_1 + \gamma)\omega^2 = 1$$

$$\frac{1}{Q_1} = \frac{R_a}{L_a \omega} + L_a \omega \left(\frac{1}{R_0} + G_\gamma\right)$$

en désignant par G_γ la conductance de pertes du condensateur γ, soit :

$$G_\gamma = \rho \gamma^2 \omega^2.$$

3° La clef M_1 restant fermée et le commutateur M_2 étant placé sur sa position « *b* » de façon à mettre en circuit l'impédance inconnue, on note la capacité d'accord C_2 et le facteur de surtension Q_2 tels que :

$$L_a \omega (C_2 \omega + B) = 1$$

$$\frac{1}{Q_2} = \frac{R_a}{L_a \omega} + L_a \omega \left[\frac{1}{R_0} + (\rho + R_x) B^2\right].$$

— On en déduit par différence :

$$\gamma = C_0 - C_1$$

$$B = (C_1 - C_2 + \gamma)\omega = (C_0 - C_2)\omega$$

$$C_0 \omega \left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1}\right) = (\rho + R_x) B^2 - \rho \gamma^2 \omega^2$$

et finalement, en remplaçant B par sa valeur (58)

$$(59) \quad \begin{cases} X = \dfrac{C_1 - C_2}{\omega (C_0 - C_1)(C_0 - C_2)} \\ \dfrac{R_x}{X} = \dfrac{C_0 (C_0 - C_1)}{(C_1 - C_2)(C_0 - C_2)} \cdot \dfrac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2} - \left(2 + \dfrac{C_2 - C_1}{C_0 - C_2}\right) \operatorname{tg} \theta_0. \end{cases}$$

— *Dans le cas particulier* où l'impédance à mesurer est une *capacité*, X est négatif, donc C_2 est plus grand que C_1, et l'angle de pertes a pour expression :

$$(60) \quad \operatorname{tg} \delta_x = -\frac{R_x}{X} = \left(2 + \frac{C_2 - C_1}{C_0 - C_2}\right) \operatorname{tg} \theta_0 + \frac{C_0 (C_0 - C_1)}{(C_2 - C_1)(C_0 - C_2)} \cdot \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2}.$$

— Si $\operatorname{tg}\theta_0$ a une valeur telle que :

$$\operatorname{tg}\delta_x = \left(2 + \frac{C_2 - C_1}{C_0 - C_2}\right)\operatorname{tg}\theta_0$$

c'est-à-dire de l'ordre de $\frac{\operatorname{tg}\delta_x}{2}$ dans le cas où l'inconnue est une grosse capacité ($C_2 \approx C_1$), le second terme de la relation 60 est nul. Autrement dit : $Q_1 = Q_2$; ce qui revient à dire que la déviation du voltmètre connecté aux bornes du circuit de mesure reste constante lorsqu'on fait passer le commutateur M_2 de sa position « a » à sa position « b ».

Si $\operatorname{tg}\theta_0$ est inférieur à la valeur précédente, on doit avoir $Q_1 > Q_2$; le voltmètre baisse quand on met en circuit le condensateur à mesurer.

— Au contraire, si $\operatorname{tg}\theta_0$ est supérieur à cette valeur, on a $Q_1 < Q_2$ et la tension aux bornes du circuit de mesure *augmente* lorsqu'on connecte le condensateur inconnu. On trouve donc dans ce cas une anomalie expérimentale dont nous trouverons par la suite d'autres exemples.

Cet effet ne se produirait pas si l'impédance inconnue était une inductance ($X > 0$) ; il a pour origine le fait que la conductance de pertes G de la branche γX diminue lorsqu'on connecte en série avec γ une réactance négative et augmente au contraire lorsqu'on connecte une réactance positive.

— Pour cette raison, aussi bien que pour améliorer la précision de la mesure, il y a avantage à utiliser en γ un condensateur de *pertes aussi faibles que possible* et, tout au moins, petites par rapport à celles du condensateur à mesurer.

— Remarquons enfin que l'on peut également dans ce cas utiliser le mode opératoire décrit en § C 6°, p. 344, et écrire en supposant toujours que l'*impédance à mesurer est une capacité* C_x :

$$\operatorname{tg}\delta_x = \left(2 + \frac{C_2 - C_1}{C_0 - C_2}\right)\operatorname{tg}\theta_0 + \frac{(C_0 - C_1)\,\Delta C}{(C_2 - C_1)(C_0 - C_2)} \cdot \frac{\Delta U}{U_2}$$

en posant : $$\Delta U = U_1 - U_2$$

et en désignant par ΔC la variation de capacité utilisée pour mesurer Q_1 dans la seconde opération.

— En remplaçant les valeurs lues C_0, C_1 et C_2 par les grandeurs de base de la mesure :

$$\gamma = C_0 - C_1$$

$$C_x = -\frac{1}{X\omega} = \frac{(C_0 - C_1)(C_0 - C_2)}{C_2 - C_1}$$

$$Q_1 = \frac{C_0}{\Delta C}$$

il vient : $$C_2 - C_1 = \frac{\gamma^2}{\gamma + C_x}$$

$$C_0 - C_2 = \frac{\gamma C_x}{\gamma + C_x}$$

et la relation précédente peut s'écrire sous la forme :

$$\operatorname{tg}\delta_x = \left(2 + \frac{\gamma}{C_x}\right)\operatorname{tg}\theta_0 + \frac{C_0}{\gamma} \cdot \frac{C_x}{\gamma}\left(1 + \frac{\gamma}{C_x}\right)^2 \frac{1}{Q_1} \cdot \frac{\Delta U}{U_2}$$

qui montre que la sensibilité de la mesure, c'est-à-dire la variation $\frac{\Delta U}{U_2}$ de la tension lue sur le voltmètre pour un angle de pertes δ_x donné, est d'autant meilleure que tg θ_0 est plus faible et que $\frac{C_x}{\gamma}$ est lui-même plus petit, c'est-à-dire la capacité à mesurer plus faible puisque γ ne peut dépasser C_0.

En admettant, par exemple, qu'on veuille mesurer un angle de pertes : tg $\delta_x = 10^{-4}$ en utilisant un condensateur γ sans pertes ($\theta_0 = 0$) et un montage dans lequel on aurait :

$$\frac{C_0}{\gamma} \approx 1$$
$$\frac{C_x}{\gamma} = 10$$
$$Q_1 = 300$$

on obtiendrait une variation de tension égale à :

$$\frac{\Delta U}{U_2} \approx 0{,}3\,\%.$$

Cet exemple, joint aux remarques faites précédemment, montre la *difficulté des mesures des faibles impédances*, surtout en ce qui concerne la détermination des angles de pertes.

Acuimètre. — *Principe.* — Pour permettre les mesures courantes d'impédances dans la gamme des fréquences radioélectriques, l'industrie américaine a réalisé un appareil spécialement conçu et adapté pour cet usage, désigné couramment sous le nom de *Q*-mètre (appareil de mesure du facteur *Q*), ou mieux d'*acuimètre* (appareil de mesure de l'acuité de résonance d'un circuit oscillant).

— L'acuimètre est, en principe, un appareil rassemblant dans un même coffret tous les organes d'un circuit de mesure de l'un des types décrits plus haut, c'est-à-dire, : un générateur de courant à haute fréquence, un circuit de mesure à résonance et un appareil de mesure de tension. Il utilise essentiellement la résonance de tension dont nous avons vu les avantages pratiques (§ C 1°,p.316); sa *seule particularité fondamentale* réside dans le fait que la *force électromotrice qui agit sur le circuit oscillant est constante et étalonnée.*

Dans ces conditions, la tension U aux bornes du condensateur à la résonance devient proportionnelle au facteur de surtension Q du circuit et il est possible de graduer le voltmètre en valeurs de ce facteur. L'appareil fournit alors *par lecture directe* la valeur de Q, d'où son nom primitif.

Cette caractéristique apporte une grande simplification dans l'exécution des mesures de surtension et fait de l'acuimètre un appareil essentiellement pratique.

— Sous la forme la plus répandue, un acuimètre est un circuit de mesure à *couplage par résistance* et *à contrôle de tension* se présentant sous la forme schématique de la figure *V-24.*

Il comporte (fig. *V-44*) :

a) Une *source S*, de fréquence étalonnée et réglable dans toute la gamme radioélectrique usuelle, en général entre 50 kHz et 50 MHz, et débitant un courant I_1 d'intensité réglable dans une petite résistance r_0 de l'ordre de 0,04 Ω, insérée dans le circuit de mesure.

b) Un *ampèremètre* A_m, le plus souvent constitué par un appareil à thermocouple, mesurant l'intensité du courant I_1. Cet appareil comporte en général deux repères correspondant à deux valeurs bien définies du courant I_1 de l'ordre de l'ampère ou d'une fraction d'ampère. En amenant l'aiguille de l'ampèremètre sur l'un ou l'autre de ces repères, on obtient alors dans le circuit de mesure une force électromotrice apparente $E_a = r_0 I_1$ de valeur étalonnée connue.

c) Un *condensateur variable étalonné à air*, de construction soignée et se rapprochant le plus possible des caractéristiques idéales décrites au chapitre I, § A 3°, p. 27, en particulier en ce qui concerne la longueur des connexions DD'. Sa valeur maximale est en général comprise entre 500 et 1 000 pF ; un petit condensateur variable, jouant le rôle d'appoint, est connecté en parallèle sur le condensateur principal et permet des variations fines de $\pm$ 2 pF. L'étalonnage

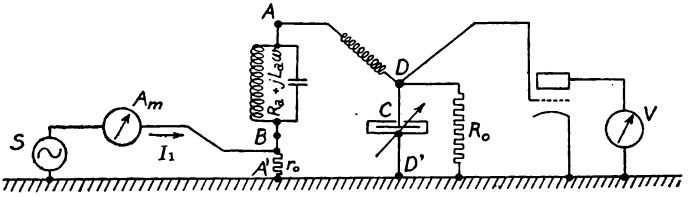


FIG. V-44.

porté sur le cadran du condensateur principal correspond à la position centrale, marquée « zéro », du condensateur d'appoint et tient compte de toutes les capacités résiduelles de l'appareil (résiduelle du condensateur, connexions, voltmètre,...).

Les bornes D et D' du condensateur, dont l'une est à la masse de l'appareil, sont placées en un endroit bien dégagé du coffret et aisément accessibles pour permettre la liaison facile des impédances à mesurer avec le minimum possible de connexions.

d) Deux *bornes* A et B entre lesquelles on vient connecter suivant les cas, soit la bobine à mesurer, soit une bobine auxiliaire destinée à réaliser le circuit de mesure dans lequel on insère par ailleurs l'impédance inconnue.

Le plus souvent l'acuimètre est utilisé pratiquement pour l'étude des caractéristiques d'une bobine dans sa gamme d'utilisation normale de fréquence ; dans ce cas la bobine est connectée entre les bornes AB et constitue elle-même le circuit de mesure.

Dans le cas général, au contraire, où l'on veut mesurer une impédance quelconque, il faut placer en AB une bobine auxiliaire qui permette d'accorder le circuit de mesure sur la fréquence choisie. Il est alors commode de disposer d'un *jeu complet de bobines* spécialement étudiées à ce point de vue et qui constitue le complément indispensable de l'acuimètre proprement dit considéré comme instrument de laboratoire. Ces bobines doivent être de qualité aussi bonne que possible, par exemple avoir des surtensions au moins égales à 200. Leur nombre doit être assez élevé et leurs valeurs régulièrement échelonnées de telle sorte que les différentes sous-gammes couvertes avec le condensateur variable C se recouvrent très largement (au moins la moitié de chaque échelle) et qu'il soit possible d'obtenir l'accord du circuit de mesure sur une fréquence quelconque en donnant au condensateur C, suivant les besoins, une valeur grande ou faible. Par exemple, pour couvrir la gamme usuelle de 50 kHz à 50 MHz il est bon de prévoir environ 14 bobines.

e) Un *voltmètre électronique* V, d'un type quelconque *a priori*, mais choisi de façon à amener le minimum possible de trouble aux caractéristiques du circuit. Le plus souvent on utilise un dispositif à détection plaque, représenté *schématiquement* en V sur la figure *V-44*, pour lequel la grille est négative et l'impédance d'entrée réduite pratiquement à une faible capacité (du moins sur les ondes longues).

Ce voltmètre comporte une graduation en volts qui indique la valeur efficace de la tension U aux bornes du condensateur étalon. Il comporte en outre deux graduations qui mesurent directement, à la résonance, la valeur du rapport $Q = \frac{U_0}{E_a}$ correspondant aux deux valeurs de la force électromotrice apparente $E_a = r_0 I_1$, obtenues en amenant l'aiguille du thermo-couple A_m sur chacun de ses repères. Ces échelles correspondent par exemple à des valeurs du facteur de surtension du circuit couvrant les gammes : 0 — 250 pour le repère se rapportant au courant I_1 le plus grand et 0 — 500 pour le second.

— Les différents organes, spécialement la source S, sont blindés pour éviter les couplages parasites ; l'ensemble est placé dans un coffret métallique qui isole les circuits de l'acuimètre de toute action extérieure, en particulier des effets de main de l'opérateur.

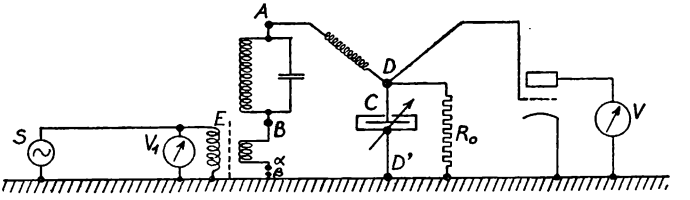


FIG. V-45.

Toutes précautions sont prises, comme il est indiqué au § C 1° ci-dessus, p. 306, pour neutraliser et stabiliser les effets des paramètres résiduels qui se réduisent pratiquement à l'impédance des connexions reliant la bobine au condensateur et qui contient implicitement la résistance de couplage r_0. Celle-ci est d'ailleurs assez faible par construction pour ne pas amener d'amortissement appréciable dans les circuits usuels. Pour la même raison la perturbation, résultant de la capacité à la masse de la bobine qui shunte r_0, reste négligeable. Enfin, l'isolement des divers organes reliés à la borne supérieure D du condensateur est très soigné de façon à réduire le plus possible des pertes latérales. Il en résulte que, lorsqu'on utilise le circuit de l'acuimètre seul, la résistance shunt R_0 peut être considérée comme pratiquement infinie (en première approximation).

— Le couplage par résistance, du type schématisé sur la figure *V-44*, a l'avantage d'être simple et de permettre un étalonnage facile de la force électromotrice apparente $E_a = r_0 I_1$. Par contre, il a le gros inconvénient de mettre obligatoirement à la masse l'un des pôles de la source et de rendre impossible la mesure des faibles impédances ayant elles-mêmes un pôle à la masse, par exemple les antennes, celles-ci ne pouvant alors être mises en série avec r_0 dans le circuit de mesure.

— Ce défaut disparaît si l'on remplace le couplage par résistance par un couplage inductif, par exemple dans le cas de l'acuimètre construit par la Précision Electrique qui se présente sous l'aspect de la figure *V-45*. La source S est couplée au circuit de mesure par l'intermédiaire d'un transformateur à

écran E, réducteur de tension, du type utilisé dans la construction des affaiblisseurs à transformateur (chap. I, § F 3°, p. 112). La source S alimente l'enroulement primaire sous une tension U suffisamment grande pour pouvoir être mesurée par un voltmètre à lampe V_1 et maintenue constante à une valeur connue. L'enroulement secondaire comportant un nombre de spires plus faible est le siège d'une force électromotrice :

$$E = \frac{M}{L_1} U$$

donc constante, indépendante de la fréquence et connue dès l'instant où l'on connaît U, en désignant par M l'inductance mutuelle des deux enroulements et par L_1 l'auto-inductance de l'enroulement primaire. Le bobinage secondaire est connecté en série dans la connexion $A'B$ du circuit de mesure à la place de la résistance r_0 de la figure *V-44* ; son impédance s'ajoute donc à celle des connexions, mais, par construction, elle reste en pratique assez faible pour qu'on puisse la négliger dans la plupart des mesures.

Le fonctionnement de l'ensemble est identique à celui du montage de la figure *V-44*, mais alors rien ne s'oppose à ce qu'on réalise une coupure $\alpha\beta$ dans le fil reliant le secondaire du transformateur à la masse et il devient possible d'insérer, en série dans le circuit, une impédance inconnue ayant un pôle à la masse.

Emploi usuel de l'acuimètre. — Indépendamment des mesures générales d'impédances dont nous avons défini les principes ci-dessus, l'acuimètre a été plus spécialement conçu pour les mesures rapides et industrielles des *caractéristiques des inductances* dans leur *gamme d'utilisation normale*, c'est-à-dire pour les fréquences qui permettent de faire résonner les bobines étudiées avec un condensateur de valeur usuelle.

L'impédance inconnue est alors précisément égale à celle des éléments du circuit de mesure à l'accord et il devient possible, et beaucoup plus simple, d'utiliser la bobine inconnue elle-même pour constituer ce circuit de mesure. Le cas particulier actuel correspond donc aux *impédances moyennes* et se situe entre les deux précédents. On connecte l'inductance inconnue $(R_x + j L_x\omega)$ entre les bornes AB du circuit de mesure, aux lieu et place de la bobine auxiliaire précédente, et on accorde le circuit à la résonance en réglant la capacité étalonnée C.

On *lit directement* sur les graduations de l'appareil :

a) la capacité d'accord C_0 telle que :

$$L_x C_0 \omega^2 = 1$$

b) le facteur de surtension du circuit Q de valeur telle que :

$$\frac{1}{Q} = \frac{R_x}{L_x\omega} + \frac{L_x\omega}{R_0}.$$

Dans les acuimètres usuels de bonne qualité les pertes latérales du circuit de mesure sont toujours très faibles par construction et négligeables devant celles de la bobine ; l'appareil mesure alors *pratiquement* le *facteur de qualité de la bobine* seule et on a :

$$(61) \qquad \begin{cases} L_x = \dfrac{1}{C_0\omega} \\ R_x \approx \dfrac{L_x\omega}{Q} = \dfrac{1}{Q C_0 \omega} \end{cases}$$

en supposant en outre r_0 négligeable devant R_x.

Gammes d'utilisation. Précision. — Les acuimètres usuels sont prévus en général pour couvrir une gamme continue de fréquence de 50 kHz à 50 MHz (6 000 à 6 m) avec un condensateur variable étalonné dont la valeur maximale varie suivant les appareils entre 500 et 1 000 pF ; dans certains cas un condensateur d'appoint permet de réaliser des réglages fins dans la gamme de $\pm$ 2 pF. On réalise également sur le même principe des acuimètres pour ondes courtes permettant d'aller jusqu'à 75 MHz ou 200 MHz ; mais l'usage de ces appareils est moins répandu en raison des difficultés des mesures dans ces gammes de fréquence.

— La précision d'étalonnage de la fréquence est voisine de 1 %. Celle de l'étalonnage du condensateur variable est *en moyenne* du même ordre de grandeur pour les fréquences inférieures de la gamme ; par contre, aux fréquences supérieures l'inductance interne du condensateur (connexions DD') peut, sur certains appareils, introduire une erreur systématique d'autant plus importante que la valeur utilisée du condensateur d'accord est plus grande. L'inductance interne du condensateur d'accord est en général de l'ordre de quelques centièmes de microhenrys.

La précision de réglage de la capacité d'accord, liée à la netteté de la résonance, est également de l'ordre de 1 % lorsque la surtension du circuit est bonne ; elle peut devenir très inférieure lorsque l'impédance inconnue produit un amortissement important du circuit oscillant.

— Les sensibilités et échelles graduées en valeur de Q permettent de mesurer par lecture directe des surtensions quelconques entre 10 environ et 500. La précision du chiffre lu est conditionnée par celles des étalonnages du voltmètre connecté aux bornes du circuit de mesure et de la force électromotrice constante agissant sur ce circuit. Elle est relativement faible et, en moyenne, de l'ordre de $\pm$ 5 % pour les fréquences inférieures de la gamme, en général jusqu'aux environs de quelques mégahertz ; les erreurs peuvent devenir *notablement plus importantes sur les fréquences plus élevées* en raison des effets parasites venant perturber le tarage de la force électromotrice (inductance de la résistance r_0, inductions directes de la source S sur le circuit de mesure, etc.) et de l'influence des impédances résiduelles négligées.

— Dans le cas de la mesure directe d'une inductance (relation 61), la précision de mesure de la réactance est de l'ordre de quelques centièmes ; celle de la résistance est sensiblement moindre et voisine de 10 %.

— Dans le cas de mesures indirectes de faibles impédances ou de grandes impédances, les résultats sont déduits par soustraction des résultats de deux opérations différentes. Les erreurs de mesure peuvent alors atteindre des valeurs sensiblement plus élevées, d'autant plus que les modifications apportées aux réglages du circuit par l'introduction de l'impédance inconnue sont plus faibles, donc que cette impédance est elle-même plus éloignée de la valeur des réactances $L_a\omega$ et $\frac{1}{C_0\omega}$ du circuit à la résonance.

— En définitive, l'acuimètre sous sa forme actuelle, est un appareil de mesure peu précis, surtout aux fréquences élevées. Son principal avantage est de permettre des mesures faciles de *réactances* quelconques. Par contre, il reste déficient pour la mesure des résistances moyennes et le dépouillement des résultats conduit souvent à des calculs longs et pénibles qui excluent les mesures par lecture directe.

— Remarquons enfin que, pour les fréquences les plus élevées de la gamme usuelle de l'acuimètre (supérieures à 10 MHz), la définition exacte de l'impédance à mesurer est elle-même très délicate et souvent rendue illusoire par la

présence des connexions indispensables pour la relier aux bornes du condensateur C.

— Ces quelques remarques montrent que la mesure des impédances à constantes localisées à l'aide d'un acuimètre nécessite de très grandes précautions et une analyse serrée des causes de troubles dès que la fréquence atteint une dizaine de mégahertz. Ces difficultés proviennent du fait que l'acuimètre est lui-même un circuit à constantes localisées sujet à toutes les perturbations dues à la présence des connexions. Nous verrons plus loin (chap. VIII, § F) comment, en conservant la même technique de mesure, mais en modifiant les caractéristiques de construction du résonateur, il est possible d'étendre la gamme d'utilisation jusqu'aux ondes métriques et décimétriques.

— Dans le cas de l'acuimètre usuel, il est possible d'améliorer sensiblement la précision des mesures en *abandonnant le bénéfice de la lecture directe* de Q et en utilisant l'appareil comme un circuit de mesure sur lequel on met en œuvre les méthodes de déréglages de capacité décrites aux paragraphes précédents. A cet effet on dispose aux bornes du condensateur du circuit oscillant de l'acuimètre un petit condensateur variable étalonné de haute précision, sans pertes série et sans inductances internes appréciables, par exemple un condensateur cylindrique à vis micrométrique sans jeu et sans connexions, aux bornes duquel on connecte directement et *sans connexions* l'impédance inconnue. En laissant constant le condensateur de l'acuimètre et en effectuant les déréglages et les lectures des ΔC sur le condensateur d'appoint, on élimine complètement l'influence des connexions intérieures et les jeux du condensateur principal, donc les principales causes d'erreurs de mesure.

8° Influences perturbatrices et mesures des impédances résiduelles.

Principe. — Dans le paragraphe C 1° ci-dessus, p. 306, nous avons analysé en détail les impédances parasites susceptibles de venir perturber le fonctionnement d'un circuit oscillant de mesure et montré comment, moyennant certaines précautions de montage, il était possible en pratique de neutraliser la plupart des effets perturbateurs. Néanmoins, nous avons vu qu'il était impossible de supprimer complètement tous les effets parasites et, pour faciliter les discussions, nous avons dû admettre dans ce qui précède que :

a) l'impédance de la connexion interne DD' du condensateur variable étalon était nulle ;

b) les capacités résiduelles connectées en parallèle sur le circuit de mesure (connexions, voltmètre, bornes,...) étaient constantes et incluses dans la résiduelle du condensateur variable, donc dans son étalonnage ;

c) les pertes latérales du circuit de mesure étaient assez faibles pour qu'on puisse regarder la résistance équivalente R_0 comme pratiquement infinie.

— Il est évident que, dans les circuits de mesure usuels, et en particulier dans les acuimètres, ces conditions idéales sont loin d'être remplies systématiquement et qu'il peut en résulter, dans certaines conditions expérimentales, des erreurs importantes. Il importe donc d'analyser avec soin l'influence perturbatrice des éléments négligés, de fixer les limites de validité des *relations simplifiées* établies ci-dessus et de déterminer les corrections à effectuer en dehors de ces limites.

— Dans ce qui suit, nous allons effectuer cette analyse en axant la discussion, à titre d'exemple, sur le cas *particulier des condensateurs* qui constitue, en pratique, le problème le plus important dans le domaine des mesures d'impédances.

— Enfin, pour simplifier la discussion, nous examinerons successivement l'action des diverses causes de perturbation, prises isolément, en supposant toutes les autres pratiquement nulles.

Influence de l'inductance interne du condensateur étalon. — L'inductance interne du condensateur étalon est constituée en principe par l'ensemble des inductances des lames et des connexions internes (chap. I, § A 3°, p. 23-25). Pour les condensateurs usuels dans la gamme de fréquence considérée ci-dessus, de valeur maximum de l'ordre de 500 à 1 000 pF et comportant des lames de faibles dimensions groupées en blocs ramassés, elle est surtout constituée par l'inductance des connexions inévitables entre les bornes du condensateur et les paquets de lames. Dans les bons condensateurs, sa valeur est en général très faible : de l'ordre de 0,01 à 0,04 μH, mais suffisante cependant pour amener des perturbations importantes pour les fréquences supérieures de la gamme usuelle. Elle est en général indépendante de la position de l'équipage mobile du condensateur, donc de sa valeur, et par suite constante.

— L'influence de l'inductance interne l, connectée en série avec la capacité C, se manifeste par une variation de la réactance apparente du condensateur qui devient :

$$X = -\mathrm{j}\frac{1}{C\omega} + \mathrm{j}l\omega = -\mathrm{j}\frac{1}{C\omega}(1 - lC\omega^2).$$

Tout se passe alors, lorsqu'on considère le condensateur étalon entre ses bornes de connexions DD', comme si on avait affaire à un condensateur sans inductance de valeur :

$$\Gamma = \frac{C}{1 - lC\omega^2} \tag{62}$$

c'est-à-dire de valeur différente de la capacité statique C, *mesurée en basse fréquence* et *inscrite sur la graduation* étalonnée de l'appareil.

Dès lors, en fréquence élevée, la valeur étalonnée C, lue sur l'appareil, est entachée d'une erreur :

$$\frac{\Delta\Gamma}{\Gamma} = \frac{C - \Gamma}{\Gamma} = -lC\omega^2 \tag{63}$$

qui croît rapidement avec la fréquence et avec la valeur de la capacité utilisée. Par exemple, si l'on admet une inductance interne de 0,02 μH et une capacité de 500 pF (5.10^{-10}), l'erreur atteint en valeur absolue :

0,04 %	pour une fréquence de	1 MHz
1 %	—	5 MHz
4 %	—	10 MHz

Elle augmente ensuite très rapidement lorsque la fréquence dépasse 10 MHz, la capacité Γ devenant infinie pour la fréquence de 50 MHz qui correspond à la résonance du condensateur ($l\,C\,\omega^2 = 1$).

Il en résulte en pratique que, dans un circuit de mesure :

1° *il est nécessaire de corriger la valeur lue du condensateur étalon* dès que la fréquence de travail atteint et dépasse quelques MHz ;

2° pour opérer aux fréquences supérieures de la gamme usuelle (10 à 50 MHz), l faut obligatoirement limiter la capacité C à des valeurs d'autant plus faibles que la fréquence est plus élevée.

— Étant donné le rôle fondamental joué par le condensateur dans les mesures d'impédances, cette erreur d'étalonnage de la capacité se répercute sur toutes les mesures mettant en cause, soit une valeur particulière C_0 de la capacité, soit une variation $\Delta C = C_{01} - C_{02}$ de cette capacité et il est indispensable d'en tenir compte dans l'interprétation des résultats.

— Par exemple, dans l'opération fondamentale qui consiste à réaliser l'accord du circuit de mesure, si on lit sur le condensateur une valeur C_0, la condition de résonance s'écrit pratiquement, tant que $lC_0\omega^2$ reste petit devant l'unité :

$$L_a \Gamma \omega^2 = 1 \tag{64}$$

soit :

$$L_a \frac{C_0}{1 - lC_0\omega^2}\omega^2 = 1$$

ou :

$$(L_a + l)C_0\omega^2 = 1$$

résultat évident *a priori* puisque l'inductance interne l se trouve connectée dans le circuit en série avec l'inductance L_a de la bobine.

— De même, dans toute mesure pour laquelle on réalise une variation de capacité en déplaçant l'index du condensateur variable étalon d'une position correspondant à une lecture C_{01} sur une autre position correspondant à une lecture C_{02}, la variation effective de capacité a pour valeur, non pas $C_{01} - C_{02}$, mais :

$$\Delta\Gamma = \Gamma_{01} - \Gamma_{02} = \frac{C_{01}}{1 - lC_{01}\omega^2} - \frac{C_{02}}{1 - lC_{02}\omega^2}$$

soit :

$$\Delta\Gamma = \frac{C_{01} - C_{02}}{(1 - lC_{01}\omega^2)(1 - lC_{02}\omega^2)}. \tag{65}$$

Comme les termes correctifs $lC_0\omega^2$ restent petits, par principe, dans les conditions normales d'utilisation, on peut donner à cette expression deux formes approchées, d'un emploi plus commode et que l'on peut utiliser indistinctement suivant les cas.

Si la variation de capacité lue ΔC est très petite, C_{01} et C_{02} sont très voisins et, en désignant par C_0 leur valeur moyenne, on peut écrire :

$$\Delta\Gamma = \frac{C_{01} - C_{02}}{(1 - lC_0\omega^2)^2} = \frac{\Delta C}{(1 - lC_0\omega^2)^2}. \tag{66}$$

Dans le cas où les capacités C_{01} et C_{02} sont très différentes, on peut écrire, en négligeant le terme $l^2C_{01}C_{02}\omega^4$:

$$\Delta\Gamma = \frac{C_{01} - C_{02}}{1 - l(C_{01} + C_{02})\omega^2}. \tag{67}$$

Par exemple, dans la mesure du facteur de surtension d'un circuit de mesure par déréglages de capacité, on devra exprimer la valeur de Q par la relation :

$$Q = \frac{\Gamma_0}{\Delta\Gamma}\sqrt{\left(\frac{U_0}{U}\right)^2 - 1}$$

soit, en utilisant les formules de correction 62 et 66 :

$$Q = (1 - lC_0\omega^2)\frac{C_0}{\Delta C}\sqrt{\left(\frac{U_0}{U}\right)^2 - 1}.$$

Dans le cas, au contraire, de la mesure d'une capacité C_x par la méthode des grandes impédances, on devra écrire en partant de la formule 67 :

$$C_x = \frac{C_{01} - C_{02}}{1 - l(C_{01} + C_{02})\omega^2}.$$

La valeur lue $\Delta C = C_{01} - C_{02}$ est inférieure à la valeur vraie C_x, d'autant plus que la capacité de résonance C_{01} du circuit de mesure est plus grande, c'est-à-dire l'inductance L_a utilisée dans ce circuit plus faible.

Remarque. — Tout ce qui vient d'être dit suppose, bien entendu, que la variation de capacité ΔC est obtenue par variation du condensateur étalon principal. Dans le cas où l'on opérerait en laissant ce condensateur à une valeur fixe C_0 et où l'on produirait la variation de capacité à l'aide d'un petit condensateur d'appoint, connecté en parallèle sur le condensateur principal et assez faible pour que l'action de son inductance propre soit négligeable, la valeur de ΔC serait lue sans erreur sur le condensateur d'appoint et la correction porterait seulement sur la valeur de C_0.

Par exemple, la relation donnant la valeur du facteur de surtension du circuit deviendrait :

$$Q = \frac{1}{1 - lC_0\omega^2} \cdot \frac{C_0}{\Delta C} \sqrt{\left(\frac{U_0}{U}\right)^2 - 1}.$$

— Dans le cas où C_0 se trouve éliminé dans les calculs (relation 44, p. 345), l'influence de l'inductance est elle-même éliminée.

Mesure de l'inductance interne du condensateur étalon. — Les remarques ci-dessus permettent de mettre en évidence l'inductance interne du condensateur étalon et fournissent un moyen simple de la mesurer.

— Dans ce but, on mesure par la méthode des grandes impédances (ou des faibles capacités) une même capacité C_x, quelconque *a priori*, en connectant successivement dans le circuit de mesure une faible inductance L_a, puis une grande inductance L'_a, qui permettent de réaliser la résonance du circuit de mesure, *pour une même fréquence f*, respectivement avec une capacité C_{01} voisine du maximum de la capacité d'accord et avec une capacité C'_{01} voisine du minimum.

Les deux mesures fournissent respectivement pour expression de C_x les relations :

$$C_x = \frac{C_{01} - C_{02}}{1 - l(C_{01} + C_{02})\omega^2}$$

$$C_x = \frac{C'_{01} - C'_{02}}{1 - l(C'_{01} + C'_{02})\omega^2}.$$

En égalant les deux expressions et avec la même approximation que ci-dessus, on obtient :

$$l\omega^2 = \frac{1 - \dfrac{C_{01} - C_{02}}{C'_{01} - C'_{02}}}{(C_{01} + C_{02}) - (C'_{01} + C'_{02})} = Y.$$

En répétant la mesure complète pour des valeurs croissantes de la fréquence et en traçant la courbe de la fonction $Y = \varphi(\omega^2)$, on obtient une droite passant par l'origine des coordonnées dont la pente fournit la valeur de l'inductance interne l.

Influence de la résistance interne du condensateur étalon. — Cette résistance est constituée par celle des connexions internes du condensateur

et en grande partie par la résistance de contact des balais assurant la liaison avec l'armature mobile du condensateur. Elle se trouve connectée en série avec la capacité C en sorte que l'impédance du condensateur, au lieu d'être une réactance pure, prend la forme :

$$r - j\frac{1}{C\omega}.$$

Le condensateur comporte alors un angle de *pertes série* de valeur :

$$\operatorname{tg}\theta = rC\omega$$

qui augmente avec la capacité et avec la fréquence.

Dans les condensateurs de construction courante, la résistance r est de l'ordre de 0,03 Ω. Pour un condensateur de 500 pF, par exemple, la tangente de l'angle de pertes série prend alors les valeurs suivantes :

10^{-4} pour une fréquence de 1 MHz
10^{-3} — 10 MHz

Ces valeurs restent petites devant l'unité ; mais elles sont du même ordre de grandeur que celles de l'angle de pertes parallèles d'un condensateur de bonne qualité. De ce fait, elles peuvent donner naissance à des erreurs de mesure importantes.

— Pour faciliter la discussion, nous remplacerons la résistance série r par la résistance-parallèle équivalente R', telle que (chap. I, § A 3°, p. 19) :

$$\frac{1}{R'} = \frac{\operatorname{tg}^2\theta}{r} = rC^2\omega^2.$$

Dans ces conditions, en *supposant nulle l'inductance interne*, le condensateur réel peut être considéré comme un condensateur parfait, de capacité C, shunté par deux résistances de pertes, à savoir :

a) la résistance de pertes parallèles usuelle R ;

b) la résistance R' équivalente aux pertes série r.

— En partant de ce schéma, on peut alors discuter tous les problèmes de mesure d'impédance comme il a été fait plus haut et mettre en évidence le rôle perturbateur de la résistance série r.

— Prenons comme exemple le problème de la mesure d'une *faible capacité* qui correspond à un cas pratique très important, et qui rentre dans la catégorie des mesures de *grandes impédances*. Le circuit de mesure affecte l'aspect de la figure *V-41* dans laquelle on ferait :

$$B = C_x\omega$$
$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R'} = \frac{1}{R} + rC^2\omega^2.$$

En opérant comme il est indiqué au § C, 5°, p. 339 et § C 7°, p. 348, on trouve:

a) pour la première opération correspondant au circuit de mesure seul, une capacité d'accord C_{01} et un facteur de surtension Q_1 tels que :

$$L_a C_{01}\omega^2 = 1$$
$$\frac{1}{Q_1} = \frac{R_a}{L_a\omega} + L_a\omega\left[\frac{1}{R} + rC_{01}^2\omega^2\right]$$

b) pour la seconde opération, après mise en circuit de la capacité inconnue, une capacité d'accord C_{02} et un facteur de surtension Q_2 tels que :

$$L_a(C_{02} + C_x)\omega^2 = 1$$

$$\frac{1}{Q_2} = \frac{R_a}{L_a\omega} + L_a\omega\left[\frac{1}{R} + \frac{1}{R_x} + rC_{02}^2\omega^2\right].$$

On en déduit par soustraction :

$$C_x = C_{01} - C_{02}$$

$$C_{01}\omega\left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1}\right) = \frac{1}{R_x} - r\omega^2(C_{01}^2 - C_{02}^2).$$

En divisant la seconde relation par $(C_{01} - C_{02})\omega = C_x\omega$, cette relation devient :

$$\frac{C_{01}}{C_{01} - C_{02}}\left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1}\right) = \frac{1}{R_xC_x\omega} - r\omega(C_{01} + C_{02})$$

soit :

$$\text{tg}\,\delta = \text{tg}\,\delta_x - (\text{tg}\,\theta_1 + \text{tg}\,\theta_2) \tag{68}$$

en désignant par :

tg δ l'angle de pertes *calculé* par la relation 39 dans l'hypothèse d'un condensateur étalon sans pertes série ;

tg δ_x l'angle de pertes vrai du condensateur inconnu ;

tg θ_1 et tg θ_2 les valeurs de l'angle de pertes série du condensateur étalon pour les positions correspondant aux capacités d'accord C_{01} et C_{02}.

La résistance r n'introduit *aucune erreur sur la mesure de* C_x ; par contre la *valeur mesurée de l'angle de pertes est inférieure à* la valeur vraie, d'autant plus que l'angle de pertes série du condensateur étalon est plus grand. Si l'angle de pertes du condensateur étudié est faible et de l'ordre de grandeur ou inférieur à l'angle de pertes série du condensateur variable du circuit de mesure, la mesure faite sans précautions peut donner un *résultat nul* ou *négatif* qui n'a, évidemment, aucun sens. Dans ce dernier cas, on trouve $Q_2 > Q_1$, donc $U_{02} > U_{01}$.

Pour pallier cette difficulté, il faut donc opérer en donnant au condensateur d'accord du circuit de mesure des valeurs C_{01} et C_{02} les plus faibles possibles ou mieux mesurer la résistance r et calculer l'angle de pertes vrai par la relation corrigée 68 qui devient en pratique (§ C 6°, p. 344) :

$$\text{tg}\,\delta_x = \frac{\Delta C}{C_x}\cdot\frac{\Delta U}{U_{02}} + r\omega(C_{01} + C_{02}). \tag{69}$$

Mesure de la résistance interne du condensateur étalon. — Comme pour l'inductance interne, on peut atteindre la résistance interne du condensateur étalon et la mesurer en utilisant les perturbations auxquelles elle donne naissance.

Le plus simple, si on disposait d'un condensateur C_x de faible valeur (quelques dizaines de picofarads) mais *pratiquement sans pertes*, serait d'effectuer une mesure d'angle de pertes de ce condensateur en utilisant une valeur élevée C_{01} du condensateur étalon. On mesurerait alors un angle de pertes négatif ($U_2 > U_1$) et la relation (69), avec tg $\delta_x = 0$, donnerait :

$$r\omega(C_{01} + C_{02}) = -\frac{\Delta C}{C_{01} - C_{02}} \cdot \frac{\Delta U}{U_{02}}$$

d'où on tirerait la valeur de r.

— En pratique, il est très difficile de réaliser un condensateur sans pertes. On opère alors avec un condensateur de bonne qualité, d'angle de pertes δ_x, et on effectue 2 mesures à la même fréquence en utilisant successivement deux inductances L_a de valeurs différentes, de façon à employer deux groupes de valeurs différentes pour les capacités C_{01} et C_{02}. Ces mesures donnent respectivement :

$$\operatorname{tg}\delta_x = \operatorname{tg}\delta' + r\omega(C'_{01} + C'_{02})$$
$$\operatorname{tg}\delta_x = \operatorname{tg}\delta'' + r\omega(C''_{01} + C''_{02})$$

d'où on tire :

$$r\omega = \frac{\operatorname{tg}\delta' - \operatorname{tg}\delta''}{(C''_{01} + C''_{02}) - (C'_{01} + C'_{02})} = Y$$

en désignant par tg δ' et tg δ'' les angles de pertes *mesurés sans correction* dans chacune des deux opérations.

— Comme pour la mesure de l'inductance, on peut avec avantage répéter la mesure complète en faisant croître la fréquence et tracer la courbe $Y = \varphi(\omega)$. On obtient alors une droite dont la pente fournit la valeur de la résistance r.

Mais les mesures sont dans ce cas beaucoup plus délicates que pour la mesure de l'inductance résiduelle.

Cas général. — Dans ce qui précède, pour simplifier la discussion, nous avons considéré successivement les cas où le condensateur variable comportait seulement une inductance interne ou une résistance interne. Il est évident que, dans les condensateurs réels, les deux effets coexistent simultanément.

Il est facile, dans ce cas, de généraliser les conclusions des discussions précédentes en partant des remarques suivantes :

1° La résistance r interne n'intervient pas pratiquement dans les relations correspondant aux réactances. La mesure d'une réactance, en particulier d'une capacité, ne fait donc intervenir que la correction d'inductance comme il a été dit plus haut.

2° L'influence de la résistance interne r sur les mesures d'angles de pertes faisant intervenir les valeurs C_{01} et C_{02} des capacités d'accord, lesquelles sont modifiées par la présence de l'inductance interne, le terme correctif doit être évalué, non pas en fonction des valeurs lues C_{01} et C_{02}, mais en fonction des valeurs vraies correspondantes. Il prend donc la forme :

$$r\omega\left[\frac{C_{01}}{1 - lC_{01}\omega^2} + \frac{C_{02}}{1 - lC_{02}\omega^2}\right].$$

Plus généralement, toutes les valeurs de capacité lues, figurant dans les équations des paragraphes précédents, doivent être corrigées pour tenir compte de la perturbation due à l'inductance interne.

Influence d'une capacité résiduelle. — Dans ce qui précède, on a admis que toutes les capacités mises en parallèle sur l'inductance L_a pour constituer le circuit de mesure étaient rassemblées dans le condensateur variable C et incluses dans son étalonnage. Cela peut être considéré comme valable dans le cas d'un appareil neuf pour lequel l'étalonnage du condensateur variable a été fait en incorporant systématiquement toutes les capacités résiduelles du montage : borne, connexions, voltmètre,... Au contraire, cela cesse d'être vrai si, pour une cause quelconque postérieure à l'étalonnage, la capacité résí-

duelle vient à varier, par exemple en déplaçant une connexion ou en changeant le tube du voltmètre, ou encore si on vient à connecter un petit condensateur fixe en parallèle sur le condensateur principal du circuit de mesure.

Pour être tout à fait général, il faut donc admettre que, en parallèle sur le condensateur étalon C, peut être branchée une capacité parasite γ. La capacité réelle d'accord n'est plus alors égale à la capacité lue C, même corrigée comme il est dit plus haut pour tenir compte s'il y a lieu de l'inductance interne, mais $C + \gamma$.

Nous allons examiner les répercussions de cette capacité γ sur les résultats des mesures d'impédances.

— Dans le cas de la mesure d'une *grande impédance*, de susceptance B (§ C 7°, p. 347, fig. *V-41*), les conditions de résonance dans les deux opérations fondamentales s'écrivent respectivement :

$$L_a (C_{01} + \gamma)\,\omega^2 = 1$$
$$L_a \omega\,[(C_{02} + \gamma)\,\omega + B] = 1.$$

On en déduit la valeur de la susceptance B :

$$B = (C_{01} - C_{02})\,\omega.$$

Relation identique à la relation 52. Dans le cas du montage parallèle, donc, la capacité parasite γ s'élimine par différence et le résultat de la mesure s'exprime toujours en fonction de la différence des valeurs lues (éventuellement corrigées en fonction de l) qui n'est pas modifiée par la présence de γ.

— Dans le cas de mesure d'une *faible impédance*, de réactance X (§ C 7°, p. 350, fig. *V-42*), les équations caractéristiques de la résonance pour les deux stades de la mesure s'écrivent :

$$L_a (C_{01} + \gamma)\,\omega^2 = 1$$
$$(L_a \omega + X)(C_{02} + \gamma)\,\omega = 1$$

d'où l'on tire :

$$X\omega = \frac{C_{01} - C_{02}}{(C_{01} + \gamma)(C_{02} + \gamma)}$$

résultat différent de l'expression 57 obtenue dans le cas où γ est nul. Dans le cas du montage série, le résultat de la mesure est faussé par la présence d'une capacité accidentelle γ connectée en parallèle sur le circuit de mesure ; il est alors nécessaire de mesurer cette capacité et de l'incorporer dans la valeur $C_0 + \gamma$ de la capacité totale du circuit de mesure.

Cette mesure revient pratiquement à refaire l'étalonnage du condensateur variable dans les conditions exactes d'utilisation.

Influence des pertes latérales. — Nous avons vu au § C 7° que la résistance R_0, schématisant les pertes latérales du circuit de mesure, s'éliminait par différence entre les résultats des deux opérations de la mesure et n'intervenait pas dans le résultat final dans le cas des *grandes impédances* (montage parallèle, p. 347, fig. *V-41*).

Au contraire, dans le cas des *faibles impédances* (montage série, p. 350), fig. *V-42*), le terme contenant R_0 ne s'élimine pas en raison du fait que la réactance de la branche inductive n'a pas même valeur dans les deux opérations. Dans ce cas, par conséquent, si on néglige le terme résiduel contenant R_0 (en supposant R_0 infini), on commet une erreur systématique qui peut être très importante, même si R_0 est grand, par exemple plusieurs mégohms.

— Pour fixer les idées, nous allons examiner le cas de la mesure de l'impédance d'une bobine, de facteur de qualité Q_x et de réactance X de l'ordre de grandeur de la réactance $L_a\omega$ de la bobine du circuit de mesure.

On peut mesurer l'impédance en question de trois façons différentes :

a) Par *mesure directe*, en connectant cette impédance directement dans le circuit de mesure aux lieu et place de la bobine L_a de ce circuit.

On mesure alors, soit par lecture directe dans le cas où l'on utilise un acuimètre, soit par déréglage de capacité, un facteur de surtension Q tel que :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_x} + \frac{X}{R_0}$$

et l'on commet une erreur systématique :

$$\frac{\Delta Q}{Q_x} = \frac{Q - Q_x}{Q_x} = -\,Q\frac{X}{R_0}. \tag{70}$$

b) Par la *méthode générale des faibles impédances*, en connectant la bobine inconnue en série avec L_a dans le circuit (§ C 7°, p. 350), qui conduit aux relations de base (57) :

$$X\omega = \frac{C_{01} - C_{02}}{C_{01}C_{02}}$$

$$R_x\omega = \frac{1}{Q_2 C_{02}} - \frac{1}{C_{01}}\left[\frac{1}{Q_1} + \frac{L_a\omega}{R_0}\left(\frac{C_{01}^2}{C_{02}^2} - 1\right)\right].$$

Si l'on effectue le calcul en négligeant le terme en $\frac{1}{R_0}$, on trouve pour R_x une valeur *erronée* R'_x telle que :

$$R'_x\omega = \frac{1}{Q_2 C_{02}} - \frac{1}{Q_1 C_{01}} = R_x\omega + \frac{1}{C_{01}}\cdot\frac{L_a\omega}{R_0}\left(\frac{C_{01}^2}{C_{02}^2} - 1\right).$$

D'où on tire, en divisant par : $X\omega = \dfrac{C_{01} - C_{02}}{C_{01}C_{02}}$

$$\frac{1}{Q'} = \frac{1}{Q_x} + \frac{L_a\omega}{R_0}\left(1 + \frac{C_{01}}{C_{02}}\right).$$

Dans ce cas, on commet donc encore une erreur systématique sur la valeur de Q_x :

$$\frac{\Delta Q}{Q_x} = \frac{Q' - Q_x}{Q_x} = -\,Q'\frac{L_a\omega}{R_0}\left(1 + \frac{C_{01}}{C_{02}}\right). \tag{71}$$

c) Par la *méthode générale des grandes impédances*, en connectant la bobine inconnue en parallèle sur le circuit (§ C 7°, p. 347), qui conduit aux relations :

$$B = (C_{01} - C_{02})\,\omega$$

$$G = C_{01}\,\omega\,\frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2}$$

et l'on calcule un facteur de pertes :

$$\frac{1}{Q} = \frac{C_{01}}{C_{01} - C_{02}}\cdot\frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2} = \frac{G}{B} = \frac{1}{Q_x}$$

indépendant de la résistance de pertes latérales R_0.

— Autrement dit, *dans le cas du montage parallèle seulement*, le résultat de la mesure est exact et indépendant en toute rigueur des pertes latérales du circuit de mesure.

Dans les deux autres cas, on commet une erreur systématique exprimée par les relations 70 et 71.

— Si l'on suppose, pour fixer les idées, que l'on ait par exemple :

$$R_0 = 2\,\text{M}\Omega$$
$$Q = 200$$
$$L_a\omega = X = 1\,000\ \Omega$$

donc :
$$C_{02} = \frac{C_{01}}{2}.$$

Les ordres de grandeur des erreurs commises sont :

pour la mesure directe (70) : — 10 %
pour le montage série (71) : — 30 %

— Ces considérations font apparaître l'importance des pertes latérales sur la précision des mesures de facteur de pertes, donc des résistances, dans le cas d'une mesure directe, et surtout dans celui du montage série.

— Du point de vue expérimental, la présence de la résistance R_0 peut donner naissance à des anomalies analogues à celles que nous avons déjà rencontrées ci-dessus. Nous avons vu plus haut que, dans le cas du montage série, on mesurait pour la résistance R_x de l'impédance inconnue la *valeur erronée* :

$$R'_x = R_x + \frac{L_a}{C_{01}R_0}\left(\frac{C_{01}^2}{C_{02}^2} - 1\right).$$

Si l'impédance à mesurer est une inductance ($X > 0$), on a : $C_{01} > C_{02}$; on trouve alors une valeur R'_x supérieure à la valeur vraie.

Si cette impédance est une résistance pure ($X = 0$), on a : $C_{01} = C_{02}$, donc $R'_x = R_x$; dans ce cas la valeur calculée est exacte.

S'il s'agit au contraire d'un *condensateur* ($X < 0$), on a : $C_{01} < C_{02}$ et la résistance calculée devient :

$$R'_x = R_x - \frac{L_a}{C_{01}R_0}\left(1 - \frac{C_{01}^2}{C_{02}^2}\right)$$

elle est alors plus petite que la résistance vraie ; on peut même arriver à des résultats *nuls* ou *négatifs* si R_x est inférieur au terme $\frac{L_a}{C_{01}R_0}\left(1 - \frac{C_{01}^2}{C_{02}^2}\right)$.

Dans ce dernier cas, on trouve, en exprimant R'_x, à partir des valeurs des facteurs de surtension Q_1 et Q_2 mesurés dans les deux opérations de la mesure :

$$\frac{1}{Q_2 C_{02}} - \frac{1}{Q_1 C_{01}} = -|R'_x|\omega$$

d'où l'on déduit :

$$\frac{Q_2}{Q_1} = \frac{C_{01}}{C_{02}} + Q_2|R'_x|C_{01}\omega.$$

Si $|R'_x|$ est suffisamment grand, il peut arriver que l'on ait :

$$Q_2 > Q_1, \qquad \text{soit} \qquad U_2 > U_1.$$

Autrement dit, lorsqu'on met en circuit la capacité inconnue, en plaçant le commutateur M sur sa position b (fig. *V-42*), la tension aux bornes du circuit de mesure peut augmenter au lieu de diminuer.

Ce résultat a pour origine le fait que l'amortissement supplémentaire apporté par le condensateur est compensé par une diminution de l'amortissement provenant de R_0, due à la diminution de la réactance de la branche inductive du circuit de mesure $\left(L_a\omega - \frac{1}{C_x\omega}\right)$.

Mesure de la résistance de pertes latérales. — L'exemple de la mesure d'une inductance, exposé ci-dessus, fournit un moyen de mettre en évidence l'existence de la résistance de pertes latérales R_0 et de la mesurer.

On utilise à cet effet une bobine auxiliaire de réactance comparable à celle du circuit de mesure ($X \approx L_a\omega$) et on mesure :

a) la valeur exacte de son facteur de pertes $\frac{1}{Q_x}$ par la méthode des grandes impédances (parallèle) ;

b) la valeur erronée de ce même facteur par la méthode des faibles impédances (série), soit :

$$\frac{1}{Q'} = \frac{1}{Q_x} + \frac{L_a\omega}{R_0}\left(1 + \frac{C_{01}}{C_{02}}\right)$$

ou, en remplaçant $L_a\omega = \frac{1}{C_{01}\omega}$

$$\frac{1}{Q'} = \frac{1}{Q_x} + \frac{1}{R_0\omega}\left(\frac{1}{C_{01}} + \frac{1}{C_{02}}\right).$$

— De la comparaison des résultats des deux mesures, on déduit la valeur de R_0.

On pourrait également opérer en utilisant la mesure directe, bien que l'erreur qui lui corresponde soit plus faible.

Conclusions pratiques. — Il résulte de l'ensemble des discussions ci-dessus que :

1° le montage série, employé pour la mesure des faibles impédances, est sujet à de nombreuses causes d'erreurs et de difficultés expérimentales ;

2° ces difficultés n'existent pas dans le cas du montage parallèle, utilisé pour la mesure des grandes impédances, pour lequel il ne subsiste que deux causes d'erreurs dues à l'inductance et à la résistance internes du condensateur étalon.

— En conséquence, il est recommandé, en pratique, d'*utiliser systématiquement et exclusivement le montage parallèle* (méthode des grandes impédances) *pour toutes les mesures d'impédances.*

— Cette conclusion conduit à une impasse pour la mesure des faibles impédances. On peut tourner la difficulté en utilisant le montage de la figure *V-43* et le mode opératoire correspondant décrit ci-dessus (§ C 7°, p. 353).

CHAPITRE VI

MESURES DIVERSES EN HAUTE FRÉQUENCE

A. — MESURES DES CONSTANTES D'UN DIÉLECTRIQUE

1° Mesure de la constante diélectrique et de l'angle de pertes.

Principes généraux. — En principe, le problème de la mesure des constantes d'un diélectrique en haute fréquence se pose de la même façon qu'en basse fréquence et la technique de mesure reste semblable à celle qui a été examinée au chapitre III, § C 1°, p. 216, du moins tant que la fréquence n'est pas trop élevée [1] ; elle en diffère par contre par des détails opératoires concernant surtout le circuit de mesure.

— Étant données les faibles valeurs de la capacité d'épreuve et de l'angle de pertes à mesurer pour les diélectriques usuels, les mesures en haute fréquence ne peuvent être faites commodément que par la méthode de la résonance.

Ce choix matériel entraîne deux conséquences importantes au point de vue des mesures :

a) Le circuit de mesure par résonance, moins souple à ce point de vue que les ponts, ne permet pas de disposer d'une tension auxiliaire, égale et en phase avec celle qui est appliquée sur le condensateur d'épreuve ; il rend donc impossible l'emploi d'un anneau de garde du type utilisé en basse fréquence.

b) L'acuimètre se prêtant surtout aux mesures des grandes impédances, les mesures sur les diélectriques liquides présentant une conductivité appréciable se heurtent à des difficultés expérimentales qui nécessitent la mise en œuvre d'un mode opératoire particulier.

Diélectriques solides. — *Dispositif expérimental.* — Comme dans le cas des mesures à basse fréquence, le diélectrique à étudier est préparé sous forme d'une plaque, ronde ou carrée, à faces bien planes et parallèles, de surface S et d'épaisseur D, de l'ordre de quelques millimètres.

Par contre, le condensateur d'épreuve est constitué ici par deux plateaux métalliques *rigides*, bien plans et bien parallèles, entre lesquels on glisse la lame diélectrique, *en principe sans jeu*, comme l'indique la figure *VI-1.*

— La formule :

$$C = \frac{\varepsilon S}{4\pi D}$$

donnant la capacité d'un condensateur plan n'étant rigoureuse que si, dans tout espace occupé par le diélectrique, le champ électrique entre les armatures

[1] Voir au chapitre VIII § G 4° les mesures aux fréquences très élevées.

est uniforme, il est nécessaire de prendre des précautions pour éliminer les perturbations dues à l'effet de bord des plateaux.

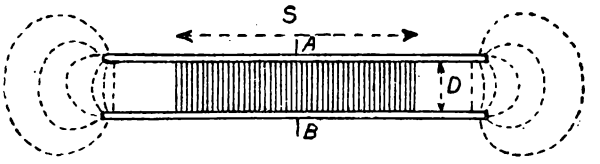


FIG. VI-1.

A cet effet :

a) on choisit les dimensions de la lame diélectrique de façon que son épaisseur D soit petite devant ses dimensions latérales $(D \ll\ll \sqrt{S})$;

b) on place la lame diélectrique entre deux plateaux, portant exactement sur les faces de la lame, et *débordant* cette lame sur tout son pourtour pour constituer un anneau de garde de largeur telle que les effets de bords soient pratiquement éliminés dans la région centrale occupée par le diélectrique (fig. *VI-1*).

— L'ensemble ainsi constitué peut être représenté par le schéma électrique de la figure *VI-2* comprenant en parallèle :

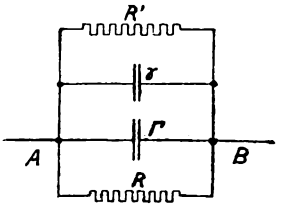


FIG. VI-2.

a) le condensateur γ qui correspond à la capacité de l'anneau de garde ;

b) la résistance R' qui schématise les pertes dans les supports et les appareils extérieurs connectés en permanence aux bornes du dispositif ;

c) le condensateur Γ correspondant à la capacité de la partie centrale occupée par la lame diélectrique et de valeur :

$$\Gamma = \varepsilon \Gamma_0$$

en désignant par Γ_0 la capacité de cette partie centrale sans diélectrique calculée par la relation :

$$\Gamma_0 = \frac{S}{4\pi D} \tag{1}$$

d) la résistance R représentant les pertes dans la lame diélectrique en essai.

Mode opératoire. — Le dispositif qui précède, pris entre ses bornes AB, constitue une impédance que l'on peut mesurer à l'acuimètre par la méthode des grandes impédances (chap. V, § C 7°, p. 347), fig. *VI-3*. Comme on ne peut,

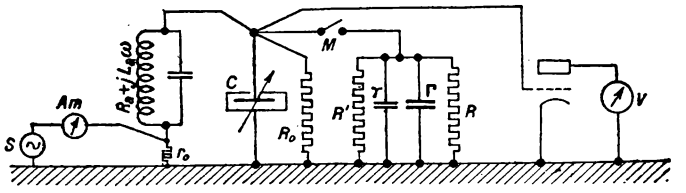


FIG. VI-3.

dans ce cas, séparer électriquement le condensateur de mesure (partie centrale) et l'anneau de garde, on est amené à effectuer plusieurs mesures, en plaçant et en retirant la lame diélectrique, de façon à éliminer les éléments parasites γ et R' et à permettre la détermination de :

a) la constante diélectrique de la lame isolante :

$$\varepsilon = \frac{\Gamma}{\Gamma_0}$$

b) la tangente de son angle de pertes :

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{1}{R\Gamma\omega}.$$

La mesure comporte trois étapes :

a) La clef M étant ouverte, on réalise l'accord du circuit de mesure seul et on note la valeur C_{01} de la capacité C satisfaisant la relation :

$$L_a C_{01}\omega^2 = 1.$$

b) On ferme la clef M et, le diélectrique étant mis en place entre les armatures, on réalise à nouveau l'accord du circuit de mesure ; on note alors une valeur C_{02} de la capacité et une valeur Q_2 du facteur de surtension tels que :

$$L_a(C_{02} + \Gamma + \gamma)\omega^2 = 1$$
$$\frac{1}{Q_2} = \frac{R_a}{L_a\omega} + L_a\omega\left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R'}\right).$$

c) La clef M restant fermée, on retire la lame diélectrice en ayant bien soin de *ne pas modifier les positions relatives des deux plateaux métalliques*, ce qui a pour effet de substituer au condensateur central Γ le condensateur Γ_0 à diélectrique d'air, donc sans pertes ($R' = \infty$).

On note à la résonance de nouvelles valeurs C_{03} et Q_3 de la capacité et de la surtension telles que :

$$L_a(C_{03} + \Gamma_0 + \gamma)\omega^2 = 1$$
$$\frac{1}{Q_3} = \frac{R_a}{L_a\omega} + L_a\omega\left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R'}\right).$$

— On déduit de ces trois groupes de relations :

$$\Gamma = \Gamma_0 + C_{03} - C_{02}$$
$$\frac{1}{R} = C_{01}\omega\left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_3}\right)$$

d'où les valeurs de la constante diélectrique :

(2) $$\boxed{\varepsilon = \frac{\Gamma}{\Gamma_0} = 1 + \frac{C_{03} - C_{02}}{\Gamma_0}}$$

et de la tangente de l'angle de pertes :

(3) $$\boxed{\operatorname{tg}\theta = \frac{1}{R\Gamma\omega} = \frac{C_{01}}{\Gamma_0 + C_{03} - C_{02}} \cdot \frac{Q_3 - Q_2}{Q_3 Q_2}}$$

que l'on peut encore exprimer, en utilisant le mode opératoire décrit au chapitre V, § C 6°, sous la forme :

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{\Delta C}{\Gamma_0 + C_{03} - C_{02}} \cdot \frac{\Delta U}{U_2}$$

en posant : $\Delta U = U_3 - U_2$

et en désignant par ΔC la variation de capacité utilisée pour la mesure du facteur de surtension Q_3 du circuit de mesure complet sans diélectrique. La capacité C_{01} n'intervenant plus, on peut se dispenser d'effectuer la première mesure.

— Dans ces relations, la capacité sans diélectrique Γ_0 s'obtient par le calcul à partir de la relation 1, soit :

$$\Gamma_0 = \frac{1}{0{,}9} \cdot \frac{S}{4\pi D} \text{ picofarads.}$$

Influence des lames d'air. — Nous avons supposé dans ce qui précède que le diélectrique occupe tout l'intervalle compris entre les armatures mètalliques, c'est-à-dire que celles-ci sont en contact parfait avec les faces du diélectrique.

En pratique cette condition est très difficile à réaliser car, pour pouvoir retirer la lame diélectrique dans la troisième opération sans déplacer ni déformer les armatures, il est indispensable de prévoir un léger jeu.

On peut tourner la difficulté en fixant les armatures métalliques sur un support à vis micrométrique qui permette de les écarter pour placer ou retirer le diélectrique et de les remettre ensuite exactement à leur distance initiale repérée avec précision.

En pratique, il est plus simple d'utiliser des armatures rigides, disposées l'une par rapport à l'autre à une distance D *fixe et connue*, de glisser entre elles une lame diélectrique d'épaisseur « e » très légèrement inférieure à D et mesurée également avec précision, et de corriger par le calcul les résultats de la mesure.

— Le condensateur central Γ devient alors un condensateur à lames d'air, d'épaisseur totale $e' = D - e$, du type étudié au chapitre I, § A 3°, p. 19, et de caractéristiques apparentes :

$$\begin{cases} \Gamma' = \dfrac{S}{4\pi\left(e' + \dfrac{e}{\varepsilon}\right)} = \dfrac{S}{4\pi D} \cdot \dfrac{D}{e' + \dfrac{e}{\varepsilon}} = \Gamma_0 \dfrac{D}{e' + \dfrac{e}{\varepsilon}} \\ \operatorname{tg}\delta' = \dfrac{\operatorname{tg}\theta}{1 + \varepsilon \dfrac{e'}{e}}. \end{cases}$$

Tout se passe alors comme si l'on avait un diélectrique remplissant tout l'espace compris entre les armatures et qui aurait pour caractéristiques :

$$(4) \qquad \begin{cases} \varepsilon' = \dfrac{D}{e' + \dfrac{e}{\varepsilon}} \\ \operatorname{tg}\theta' = \dfrac{\operatorname{tg}\theta}{1 + \varepsilon \dfrac{e'}{e}}. \end{cases}$$

— Si l'on effectue les mesures sans précautions spéciales comme il est indiqué plus haut, on détermine précisément ces valeurs apparentes par les relations (2) et (3).

— Dès lors, en portant ces valeurs mesurées dans les relations (4), on en déduit les caractéristiques réelles du diélectrique étudié :

$$(5)\qquad \boxed{\begin{aligned} \varepsilon &= \frac{\varepsilon'}{1 - \frac{e'}{e}(\varepsilon' - 1)} \\ \operatorname{tg}\theta &= \left(1 + \varepsilon\frac{e'}{e}\right)\operatorname{tg}\theta' \end{aligned}}.$$

— Si l'intervalle d'air reste assez faible pour que le rapport $\frac{e'}{e}$ soit petit devant l'unité, et si ε est de quelques unités, les relations (4) peuvent s'écrire en première approximation :

$$\varepsilon' = \frac{\varepsilon\left(1 + \frac{e'}{e}\right)}{1 + \varepsilon\frac{e'}{e}} \approx \varepsilon\left(1 - \varepsilon\frac{e'}{e}\right)$$

$$\operatorname{tg}\theta' \approx \left(1 - \varepsilon\frac{e'}{e}\right)\operatorname{tg}\theta$$

d'où il résulte que les valeurs mesurées ε' et θ' sont *erronées* (*par défaut*) d'une même quantité :

$$\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon} \approx \frac{\Delta \operatorname{tg}\theta'}{\operatorname{tg}\theta} \approx \varepsilon\frac{e'}{e}.$$

Ce résultat découle directement des considérations développées au chapitre I, § A 3°, p. 20, formule 19. En pratique, il conduit en général à une approximation assez grossière et il est prudent d'effectuer les corrections rigoureuses données par les relations (5).

Influence de l'humidité. — Si la lame diélectrique étudiée est constituée par un corps hygroscopique, les dépôts d'humidité sur les bords latéraux parallèles aux lignes de forces électriques peuvent donner lieu à des pertes par conduction superficielle et introduire des erreurs de mesure sur la valeur de l'angle de pertes. Il est prudent, pour éviter ce défaut, de placer tout le dispositif (armatures et diélectrique) dans une enceinte close contenant un produit desséchant ou, plus simplement, de faire la mesure à l'ambiance sur des plaques préalablement séchées par un séjour prolongé (par exemple 24 h) dans une enceinte desséchante.

Dans le cas où cette solution ne serait pas réalisable avec les moyens dont on dispose, il faudrait utiliser une lame diélectrique de diamètre notablement supérieur à celui des armatures et effectuer par le calcul la correction de l'effet de bord comme il est dit au paragraphe suivant.

Solution pratique approchée. — Dans le cas où l'on ne dispose pas de l'appareillage décrit plus haut, ou si l'on est gêné par les effets de l'humidité sur les bords de la plaque, on peut revenir au dispositif plus simple décrit à propos des mesures en basse fréquence (chap. III, § C 1°, p. 216) et qui consiste à constituer les armatures du condensateur d'épreuve par des feuilles métalliques

appliquées sur les faces de la lame diélectrique. Dans ce but, on prépare l'éprouvette dans les conditions suivantes :

a) on utilise une plaquette de grandes dimensions, nettement supérieures à celles des électrodes du condensateur d'épreuve, de façon que le diélectrique déborde franchement tout autour ;

b) sur l'une des faces de la lame diélectrique, on applique une grande feuille métallique, recouvrant toute la surface de la lame, et qui sera utilisée comme électrode de masse ;

c) sur l'autre face de la lame, on applique une feuille métallique, de dimensions nettement inférieures à la première, qui constitue la seconde électrode du condensateur d'épreuve de surface connue S.

Aucun anneau de garde n'est placé autour de la petite électrode ; par contre, la disposition adoptée donne aux lignes de forces sur le pourtour de la petite électrode une configuration assez bien définie qui permet de déterminer par le calcul l'influence de l'effet de bord et de corriger en conséquence le résultat des mesures.

— L'ensemble qui vient d'être décrit est placé aux bornes d'un acuimètre, en connectant la grande armature à la masse et la petite à la borne sensible de l'appareil, et on mesure par la méthode des grandes impédances sa capacité C et son angle de pertes δ.

— Comme il n'y a aucun support isolant auxiliaire, on peut admettre qu'il n'y a pas d'autres pertes dans le montage que celles qui prennent naissance dans le diélectrique et prendre sans correction, pour mesure de l'angle de pertes du diélectrique la valeur δ mesurée.

— Il n'en est pas de même pour la constante diélectrique, en raison de l'effet de bord qui augmente la valeur de la capacité mesurée.

Il faut donc faire une correction. Elle est basée sur une formule de Kirchhoff qui a montré que, pour deux plaques *circulaires* de même rayon r, d'épaisseur e, placées parallèlement à une distance d dans un milieu diélectrique indéfini, et attaquées *symétriquement* par des tensions égales et de signes contraires, la capacité entre les deux plateaux est de la forme :

$$C = C_u + C_e$$

où C_u représente la capacité qui existerait entre les deux plateaux s'il n'y avait pas d'effet de bord, calculable par la relation :

$$C_u = \frac{\varepsilon S}{4\pi d}$$

et C_e la capacité supplémentaire correspondant aux lignes de forces qui se ferment dans le diélectrique à l'extérieur des bords des armatures.

En négligeant C_e, on commet donc sur la valeur de C une erreur :

$$\frac{\Delta C}{C_u} = \frac{C - C_u}{C_u} = \frac{C_e}{C_u}$$

dont Kirchhoff donne pour expression :

$$\frac{C_e}{C_u} = \frac{d}{\pi r}\left[\ln \frac{16\pi(d+e)r}{d^2} + \frac{e}{d}\ln\frac{d+e}{e} - 1\right]. \tag{6}$$

— Le condensateur d'épreuve utilisé pouvant être considéré comme la moitié du dispositif symétrique de Kirchhoff, la grande armature métallique

à la masse pouvant être assimilée au plan de symétrie des deux plateaux de Kirchhoff, on peut admettre que, toutes les capacités étant simplement doublées, le rapport $\frac{C_e}{C_u}$ conserve la même valeur. Celle-ci peut donc être évaluée à l'aide de la formule précédente en partant d'un système de deux armatures identiques à la petite électrode du condensateur d'épreuve et placées à la distance $d = 2D$, c'est-à-dire par la relation :

$$\frac{C_e}{C_u} = \frac{2D}{\pi r}\left[\ln \frac{4\pi(2D + e)r}{D^2} + \frac{e}{2D} \ln \frac{2D + e}{e} - 1\right].$$

Dans le cas où l'on utilise des armatures constituées par des feuilles métalliques très minces, on peut négliger e devant D et écrire finalement :

$$\frac{C_e}{C_u} = \frac{2D}{\pi r}\left[\ln \frac{8\pi r}{D} - 1\right]. \tag{7}$$

— Ces considérations conduisent,en pratique, à utiliser comme petite électrode un disque *circulaire* de rayon r et d'épaisseur e très petite devant D.

— Cela, étant, après avoir fait la mesure comme il est dit plus haut, on calcule l'erreur sur la capacité par la relation (7) et on prend pour valeur de la constante diélectrique de la lame étudiée :

$$\varepsilon = \frac{C\left(1 - \frac{C_e}{C_u}\right)}{\frac{S}{4\pi D}}. \tag{8}$$

Diélectriques à très faibles pertes. — Dans ce qui précède, nous avons supposé nulles la résistance interne r du condensateur étalon de l'acuimètre, ainsi que la résistance r' des connexions reliant la cellule de mesure aux bornes de l'acuimètre c'est-à-dire négligé les pertes correspondantes.

— En raisonnant comme ci-dessus (chap. V ,§ C 8°, p. 364), on peut tenir compte aisément de ces pertes en remplaçant respectivement les résistances série r et r' par les résistances parallèles équivalentes R'' et R''', telles que :

$$\frac{1}{R''} = r C^2 \omega^2$$

$$\frac{1}{R'''} = r' (\Gamma + \gamma)^2 \omega^2.$$

Ces résistances viennent se connecter en parallèle avec les résistances de pertes R_0 et R' du circuit de mesure et il est facile de reprendre la discussion précédente en tenant compte des pertes négligées. Mais, comme R'' et R''' varient avec les valeurs de C et de $\Gamma + \gamma$, les termes correspondants ne s'éliminent pas entre les relations exprimant le facteur de pertes du circuit dans les opérations « *b* » et « *c* » (page 373) et la valeur de l'angle de pertes calculée par la relation simplifiée (3) se trouve entachée d'une erreur systématique.

— Dans le cas des diélectriques à très faibles pertes, cette erreur peut devenir très importante et il est indispensable de l'éliminer. Un moyen simple consiste à modifier le mode opératoire de façon à effectuer la mesure des pertes, avec et sans diélectrique, dans des conditions telles que les capacités C et $\Gamma + \gamma$ conservent des valeurs constantes, auquel cas les résistances R'' et R''' sont elles-mêmes constantes et les termes correspondants s'éliminent rigoureusement.

— La mesure complète comporte alors les quatre étapes suivantes :

a) La clef M étant ouverte (fig. *VI-3*), on mesure comme précédemment la capacité d'accord C_{01}, telle que :

$$L_a C_{01} \omega^2 = 1.$$

b) La clef M étant fermée et le diélectrique en place, on mesure également, comme ci-dessus, la capacité d'accord C_{02} et le facteur de surtension Q_2, tels que :

$$L_a (C_{02} + \Gamma + \gamma) \omega^2 = 1$$

$$\frac{1}{Q_2} = \frac{R_a}{L_a \omega} + L_a \omega \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R'} + \frac{1}{R''} + \frac{1}{R'''} \right).$$

c) La clef M restant fermée, on retire le diélectrique, *sans modifier les positions relatives des deux plateaux métalliques*, et on mesure la capacité d'accord C_{03}, telle que :

$$L_a (C_{03} + \Gamma_0 + \gamma) \omega^2 = 1.$$

d) La clef M restant fermée et le diélectrique retiré, on replace le condensateur de l'acuimètre sur la position C_{02}, correspondant à l'accord avec diélectrique (opération *b*), et on rétablit l'accord du circuit en rapprochant les plateaux de la cellule de mesure. Dans ces conditions, la capacité de l'acuimètre et la capacité totale de la cellule de mesure, donc les résistances de pertes R'' et R''', reprennent les mêmes valeurs que dans l'opération *b*. On mesure alors un facteur de pertes Q_4 tel que :

$$\frac{1}{Q_4} = \frac{R_a}{L_a \omega} + L_a \omega \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R'} + \frac{1}{R''} + \frac{1}{R'''} \right).$$

— On déduit finalement de ces diverses relations, sans approximation :

$$\varepsilon = 1 + \frac{C_{03} - C_{02}}{\Gamma_0}$$

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{C_{01}}{\Gamma_0 + C_{03} - C_{02}} \cdot \frac{Q_4 - Q_2}{Q_4 Q_2}$$

soit encore, en utilisant le mode opératoire décrit au chapitre V, § C 6°, p. 343 :

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{\Delta C}{\Gamma_0 + C_{03} - C_{02}} \cdot \frac{\Delta U}{U_2}$$

en posant :

$$\Delta U = U_4 - U_2$$

et en désignant par ΔC le déréglage de capacité correspondant à la mesure du facteur de pertes Q_4 du circuit de mesure complet sans diélectrique.

Diélectriques liquides. — *Cas des liquides à très faible conductivité.* — Dans le cas des liquides possédant une très faible conductivité, on peut utiliser la même technique opératoire que pour les diélectriques solides, dans les mêmes conditions que pour les mesures à basse fréquence (chap. III, § C 1°, p. 218).

On utilise pour cela un condensateur d'épreuve cylindrique, semblable à celui de la figure *III-23* utilisé en basse fréquence, mais *sans anneaux de garde*, c'est-à-dire constitué simplement par deux cylindres métalliques concentriques. On opère en trois étapes, comme pour les diélectriques solides ; d'abord sans mettre de liquide dans le dispositif, ensuite en injectant le diélectrique à mesurer dans l'espace annulaire entre les deux électrodes de façon qu'il occupe une

hauteur connue h, inférieure à la hauteur totale des armatures, en ménageant ainsi aux deux extrémités des dépassements à diélectrique d'air ou solide qui jouent le rôle d'anneaux de garde.

Le calcul des constantes du diélectrique s'effectue, comme pour les diélectriques solides, par les relations (2) et (3) dans lesquelles Γ_0 représente alors la capacité du condensateur cylindrique central, de hauteur *h*, avant injection du liquide. On la calcule à partir de la relation :

$$\Gamma_0 = \frac{h}{1{,}8 \ln \frac{D}{d}} \text{ picofarads}$$

où *D* et *d* représentent les diamètres des deux électrodes cylindriques et en exprimant *h* en centimètres.

Cas des liquides à forte conductivité. — Dans ce cas, la technique opératoire ci-dessus n'est plus utilisable en raison de l'amortissement prohibitif apporté par le liquide au circuit de mesure.

On peut alors trouver un palliatif en utilisant la solution approchée, indiquée pour les mesures en basse fréquence (chap. III, § C, 1°, p. 219), qui consiste à immerger dans le liquide un petit condensateur à lames d'air. Mais, dans ce cas, il faut utiliser un condensateur de capacité d'autant plus faible que le liquide est plus conducteur. Il peut se réduire dans certains cas à deux petites lames ou deux fils parallèles.

2° Mesure de la rigidité diélectrique.

— En principe, pour mesurer la rigidité diélectrique d'un isolant, on intercale sans jeu entre deux plateaux métalliques une lame taillée dans cet isolant et d'épaisseur connue *D*. On établit entre les plateaux une différence de potentiel connue dont on fait croître progressivement la valeur jusqu'au moment où se produit la perforation électrique de la lame isolante. Si l'on désigne par U_{max} la valeur *maximale* de la tension, pour laquelle se produit la rupture, la rigidité diélectrique est mesurée par l'expression :

$$E = \frac{U_{max}}{D} \text{ V/cm.}$$

— Lorsqu'on veut opérer en fréquence radioélectrique, il faut appliquer entre les plateaux une tension *sinusoïdale* de fréquence connue et de niveau étalonné et réglable. La solution la plus simple consiste à connecter les plateaux aux bornes d'un circuit oscillant couplé à une source de puissance suffisante.

Le montage d'essai affecte alors l'aspect de la figure *VI-4*.

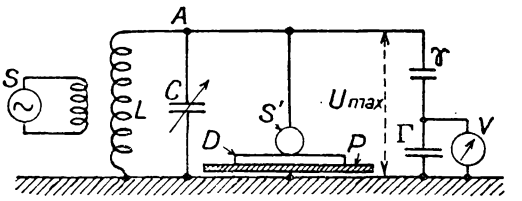


FIG. VI-4.

La lame diélectrique à essayer *D* repose sur un large plateau métallique horizontal *P* en liaison directe avec la masse ; sur la lame diélectrique repose à son tour une sphère métallique *S'* de *dimensions inférieures* à celles de la lame diélectrique de façon à éliminer les effluves et amorçages d'arcs parasites qui viendraient perturber la mesure.

La sphère S' est reliée à la borne supérieure A d'un circuit oscillant LC attaqué à la résonance par la source S de fréquence égale à la fréquence d'essai et de puissance réglable.

La tension appliquée entre les armatures P et S' est mesurée, par exemple, par le voltmètre électronique V connecté aux bornes du réducteur à capacités $\gamma\Gamma$ (chap. I, § D 3°, p. 83).

On fait croître progressivement la tension U entre les armatures P et S' en suivant sur le voltmètre la *valeur efficace* de la tension V aux bornes du condensateur Γ. On note la valeur V_0 de cette tension au moment où se produit la disrupture de la lame diélectrique et on calcule la rigidité diélectrique :

$$E = \frac{U_{max}}{D} = \left(1 + \frac{\Gamma}{\gamma}\right) \frac{V_0\sqrt{2}}{D} \quad \text{V/cm}$$

en exprimant V_0 en volts et D en centimètres.

— Dans le cas des bons diélectriques usuels, les tensions de disrupture U_{max} sont toujours élevées (plusieurs milliers de volts) et il est nécessaire d'utiliser en S une source puissante, par exemple un poste émetteur radioélectrique. En outre, pour éviter d'atteindre des tensions de valeurs prohibitives, il est avantageux d'opérer sur une lame diélectrique de faible épaisseur dans les limites compatibles avec une bonne homogénéité de fabrication (1 à 3 mm par exemple).

B. — MESURES SUR LES LIGNES DE TRANSMISSION

1° Définitions.

Une ligne de transmission, désignée couramment sous le nom de *feeder*, est un système de deux conducteurs parallèles, de longueur quelconque *a priori*, qui permet de transporter de l'énergie d'un point à un autre par l'intermédiaire d'un courant à haute fréquence. Elle est connectée à la source par l'une de ses extrémités AB (fig. *VI-5*), et débite par l'autre CD dans l'impédance d'utilisation ou de charge $\mathcal{Z}_u$; l'énergie est transmise sous forme d'ondes qui se propagent le long de la ligne avec une vitesse égale à la vitesse de la lumière dans le cas usuel d'une ligne en matériaux non magnétiques placée dans l'air.

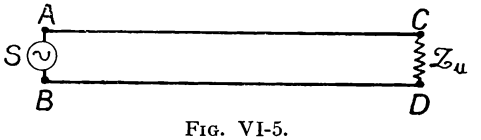


FIG. VI-5.

Dans le cas d'une ligne très longue, à la limite d'une ligne de longueur infinie, on trouve une seule onde qui se propage dans le sens de la source vers l'extrémité réceptrice et dont toute l'énergie est dissipée par effet Joule dans la ligne. Celle-ci se comporte alors aux bornes AB de la source comme une impédance $\mathcal{Z}_c$, de valeur bien définie fonction seulement des caractéristiques de la ligne, pratiquement égale à une résistance pure, et qu'on appelle l'*impédance caractéristique* de la ligne.

Dans le cas d'une ligne de longueur finie, fermée sur une impédance quelconque $\mathcal{Z}_u$, il y a réflexion de l'onde sur l'extrémité réceptrice CD ; il s'établit alors sur la ligne un régime d'onde stationnaire, fonction de la fréquence de la source, de la longueur de la ligne et de l'impédance de charge, et donnant lieu pour certaines fréquences à des effets de résonance ou d'antirésonance. L'*im-*

pédance d'entrée de la ligne entre les bornes AB reliées à la source est alors complexe et peut prendre une valeur quelconque variable avec la fréquence.

Il y a exception lorsque l'impédance de charge $\mathcal{Z}_u$ est une *résistance pure égale à l'impédance caractéristique de la ligne.* Dans ce cas l'impédance $\mathcal{Z}_u$ se substitue simplement entre les bornes CD à une ligne infinie identique à la ligne AB-CD et tout se passe dans celle-ci comme si l'on avait affaire à un tronçon de ligne infinie ; il n'y a plus de réflexion d'onde sur l'extrémité CD ; on ne trouve plus sur la ligne qu'une seule onde se propageant de la source vers le récepteur et dont l'énergie disponible en CD est entièrement absorbée dans l'impédance de charge $\mathcal{Z}_u$. L'impédance à l'entrée AB de la ligne est alors égale à son impédance caractéristique Z_c, c'est-à-dire finalement à l'impédance de charge Z_u, quelles que soient la fréquence et la longueur de la ligne. On dit alors qu'on a affaire à une ligne *à onde progressive* ; une partie de l'énergie fournie par la source est dissipée dans la ligne par effet Joule, le reste (la plus grande partie en général) est consommée dans l'appareil d'utilisation constituant l'impédance de charge Z_u. La transmission d'énergie s'effectue alors avec *affaiblissement* et le rendement de la liaison est d'autant meilleur que les pertes en lignes sont plus faibles.

Ces conditions sont celles qu'il faut satisfaire en pratique pour réaliser une liaison entre la source et le récepteur ; elles reposent entièrement sur le choix et l'ajustement de l'impédance de charge Z_u qu'il faut rendre égale à l'impédance caractéristique Z_c de la ligne. La réalisation d'une liaison par ligne de transmission nécessite donc de connaître, et par suite de savoir mesurer : d'une part, son *impédance caractéristique*, d'autre part son *affaiblissement.*

Il peut être intéressant en outre, pour l'étude complète d'une ligne, de mesurer toutes ses grandeurs caractéristiques, en particulier : son *impédance d'entrée*, ses *constantes réparties unitaires* et la *vitesse de propagation* des ondes dont la connaissance permet de déduire la valeur de la constante diélectrique de l'isolant interposé entre ces lignes.

De toutes ces grandeurs, l'impédance d'entrée est la seule qui soit directement accessible à la mesure dans tous les cas . Pour déterminer les autres grandeurs caractéristiques, on est alors conduit à mesurer l'impédance d'entrée pour divers modes de fonctionnement de la ligne et à en déduire par le calcul les valeurs des autres grandeurs. Dans ce but, il faut connaître les relations qui existent entre ces grandeurs et l'impédance d'entrée et définir des conditions d'essais qui conduisent à des relations aussi simples que possible.

2° Rappel des propriétés fondamentales des lignes.

Relations générales. — L'étude de la propagation des ondes sur les lignes de transmission, dont nous examinerons ci-après (chap. VIII, p. 467) les lois essentielles, conduit aux conclusions suivantes :

a) Les propriétés électriques d'un système de deux conducteurs parallèles ou concentriques sont définies en chaque point par deux paramètres :

$$\text{son admittance unitaire.....} \quad \mathcal{R}_0 = R_0 + jL_0\omega$$
$$\text{son admittance de fuites unitaire.} \quad \mathcal{Y}_0 = G_0 + jC_0\omega$$

où $R_0 L_0 G_0 C_0$ sont respectivement la *résistance*, l'*inductance*, la *conductance de fuites* et la *capacité* par unité de longueur.

Dans les cas usuels où les dimensions et l'écartement des deux conducteurs

sont les mêmes sur toute leur longueur, ces grandeurs sont elles-mêmes invariables et constituent les *constantes réparties unitaires* de la ligne.

b) Ces constantes fondamentales interviennent par leurs combinaisons dans les relations caractérisant les propriétés pratiques de la ligne et, pour les études usuelles, on est conduit à leur substituer deux paramètres complexes plus représentatifs, à savoir :

$$\text{l'impédance caractéristique :} \quad \mathfrak{Z}_c = \sqrt{\frac{\mathfrak{R}_0}{\mathfrak{Y}_0}}$$

$$\text{la constante de propagation :} \quad \gamma = \sqrt{\mathfrak{R}_0 \mathfrak{Y}_0} = \alpha + j\beta$$

en désignant par α le *coefficient d'affaiblissement* et par β la *constante de phase* des ondes qui se propagent le long de la ligne.

c) L'impédance d'entrée, mesurée entre les bornes AB d'une ligne de longueur l bouclée à son extrémité réceptrice CD sur une impédance de charge $\mathfrak{Z}_u$, a pour expression générale :

$$\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_c \frac{\mathfrak{Z}_u \operatorname{ch}\gamma l + \mathfrak{Z}_c \operatorname{sh}\gamma l}{\mathfrak{Z}_c \operatorname{ch}\gamma l + \mathfrak{Z}_u \operatorname{sh}\gamma l}$$

Cette expression étant trop complexe pour se prêter à des applications pratiques aisées, on est amené, pour les mesures, à considérer seulement *deux cas particuliers* correspondant respectivement à une *ligne en court-circuit* ($\mathfrak{Z}_u = 0$) et à une *ligne ouverte* ($\mathfrak{Z}_u = \infty$).

Dans le premier cas, l'*impédance d'entrée* devient :

$$\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_c \operatorname{th}\gamma l \tag{9}$$

Dans le second cas, l'*admittance d'entrée* prend la forme symétrique :

$$\mathfrak{Y} = \frac{1}{\mathfrak{Z}} = \frac{1}{\mathfrak{Z}_c} \operatorname{th}\gamma l \tag{10}$$

Ces deux expressions particulièrement simples conduisent aux deux relations remarquables suivantes :

$$\boxed{\begin{aligned} \mathfrak{Z}_c &= \sqrt{\frac{\mathfrak{Z}}{\mathfrak{Y}}} \\ \operatorname{th}\gamma &= \sqrt{\mathfrak{Z}\mathfrak{Y}} \end{aligned}} \tag{11}$$

qui sont valables dans tous les cas, quels que soient l'amortissement et la longueur de la ligne, et qui servent de point de départ à toutes les mesures sur les lignes de transmission.

Cas usuel d'une ligne à faibles pertes. — L'influence des pertes sur une ligne est caractérisée par deux paramètres, appelés *facteurs de pertes*, soit :

pour les pertes en série : $\quad p = \dfrac{R_0}{L_0 \omega}$

pour les pertes en parallèle : $\quad q = \dfrac{G_0}{C_0 \omega}$

Dans le cas usuel des lignes à faibles pertes, ces facteurs sont très petits devant l'unité (10^{-2} à 10^{-3}) en sorte que, pratiquement, on peut négliger leurs carrés

devant l'unité. Les expressions qui précèdent peuvent alors être mises sous des formes *approchées* d'une application pratique plus aisée. On arrive en particulier aux conclusions suivantes :

a) *L'impédance caractéristique* $\mathfrak{Z}_c$ a pour expression :

$$\mathfrak{Z}_c = R_c(1 - j\varphi) \tag{12}$$

en posant :

$$\begin{cases} R_c = \sqrt{\dfrac{L_0}{C_0}} \\ \varphi = \dfrac{p - q}{2} \end{cases}$$

Dans la plupart des cas usuels, p et q sont très faibles et du même ordre de grandeur. L'argument φ est alors très petit et l'impédance caractéristique $\mathfrak{Z}_c$ se réduit pratiquement à une résistance pure R_c.

b) *La constante de phase* prend la forme simple :

$$\beta = \omega\sqrt{L_0C_0} = \frac{2\pi}{\lambda} \tag{13}$$

où λ représente la longueur d'onde de propagation *le long de la ligne.*

c) *Le coefficient d'affaiblissement* α est lié aux facteurs de pertes et aux constantes réparties par les relations :

$$\alpha = \beta\frac{p+q}{2} = \frac{1}{2}\left(\frac{R_0}{R_c} + G_0R_c\right). \tag{14}$$

Il caractérise l'affaiblissement du courant qui, dans le cas d'une onde progressive, se propage le long de la ligne suivant la loi :

$$I = I_0 e^{-\alpha x}.$$

L'affaiblissement A le long d'un tronçon de ligne de longueur x est alors évalué par l'une des relations :

$$A = \ln\frac{I_0}{I} = \alpha x \qquad \text{népers}$$

$$A = 20 \lg\frac{I_0}{I} = \frac{20}{2{,}3}\ln\frac{I_0}{I} = 8{,}7\alpha x \qquad \text{décibels.}$$

En général on exprime dans ce cas la longueur x en mètres et on évalue l'affaiblissement d'une ligne par son affaiblissement unitaire exprimé sous l'une des formes suivantes :

$$\begin{cases} A_0 = \dfrac{A}{x} = \alpha & \text{népers par mètre} \\ A_0 = \dfrac{A}{x} = 8{,}7\alpha & \text{décibels par mètre.} \end{cases} \tag{15}$$

Pour les lignes usuelles de bonne qualité, cet affaiblissement est de l'ordre de 10^{-2} à 10^{-3} nepers par mètre à la fréquence de 100 MHz.

d) *La propagation* s'effectue le long de la ligne avec une *vitesse* constante V liée aux constantes réparties de la ligne et à la vitesse de propagation V_0 dans le vide (vitesse de la lumière, 3.10^8 m/s) par les relations :

$$V = \frac{1}{\sqrt{L_0C_0}} = \frac{V_0}{\sqrt{\varepsilon\mu}}$$

dans lesquelles ε et μ sont respectivement la permittivité et la perméabilité magnétique du milieu interposé entre les conducteurs.

e) Dans le cas d'un tronçon de ligne de longueur l telle que l'affaiblissement correspondant αl *reste petit* devant l'unité, la *constante de propagation* γ peut s'exprimer sous la forme simplifiée suivante :

$$\operatorname{th}\gamma l = \frac{\operatorname{sh}(\alpha + j\beta)l}{\operatorname{ch}(\alpha + j\beta)l} \approx \frac{\alpha l \cos\beta l + j \sin\beta l}{\cos\beta l + j\alpha l \sin\beta l}$$

soit pratiquement :

$$\operatorname{th}\gamma l \approx \frac{\alpha l + j \sin\beta l \cos\beta l}{\cos^2\beta l + \alpha^2 l^2 \sin^2\beta l}. \tag{16}$$

— Deux cas sont alors à distinguer suivant la valeur de la longueur l.

— Dans le cas d'une ligne *en résonance du type quart d'onde,* soit :

$$l = (2k + 1)\frac{\lambda}{4}$$

où k est un nombre entier quelconque, $\cos\beta l = o$ et l'expression (16) se réduit à :

$$\operatorname{th}\gamma l = \frac{1}{\alpha l}. \tag{17}$$

Dans *tous les autres cas,* y compris celui des résonances du type demi-onde, $\alpha^2 l^2 \sin^2\beta l$ est très petit devant $\cos^2\beta l$ et l'expression (16) peut s'écrire pratiquement :

$$\operatorname{th}\gamma l = \frac{\alpha l}{\cos^2\beta l} + j \operatorname{tg}\beta l. \tag{18}$$

— Dans le cas particulier d'une *ligne en résonance du type demi-onde* $\left(l = k\frac{\lambda}{2}\right)$ cette expression se réduit à :

$$\operatorname{th}\gamma l = \alpha l. \tag{19}$$

f) *Dans le cas d'une ligne en résonance du type quart d'onde* $\left(l = (2k + 1)\frac{\lambda}{4}\right)$, on obtient en remplaçant, dans les relations (9) et (10), $\mathfrak{Z}_c$ et $\operatorname{th}\gamma l$ par leurs expressions (12) et (17) :

Pour une *ligne en court-circuit*

$$\mathfrak{Z} = R + jX \tag{20}$$

avec :
$$\begin{cases} R = \dfrac{R_c}{\alpha l} \gg R_c \\ X = -R\varphi. \end{cases}$$

Pour une *ligne à circuit ouvert*

$$\mathfrak{Y} = G + jB \tag{21}$$

avcc :
$$\begin{cases} G = \dfrac{1}{\alpha l R_c} \gg \dfrac{1}{R_c} \\ B = G\varphi. \end{cases}$$

On en déduit les relations suivantes, importantes pour les applications pratiques, qui traduisent sous une forme réelle les relations symboliques (11) :

(22)
$$\boxed{\begin{aligned} R_c &= \sqrt{\frac{R}{G}} \\ \alpha l &= \frac{1}{\sqrt{RG}} = \frac{R_c}{R} = \frac{1}{GR_c} \\ \varphi &= -\frac{X}{R} = \frac{B}{G} \end{aligned}}.$$

g) *Dans le cas d'une ligne en résonance du type demi-onde* $\left(l = k\frac{\lambda}{2}\right)$, on obtient de même en exprimant $\text{th}\gamma l$ par la relation (19) :

Pour une *ligne en court-circuit* :

(23)
$$\mathfrak{Z} = R + \mathrm{j}X$$

avec :
$$\begin{cases} R = \alpha l R_c \ll R_c \\ X = -R\varphi. \end{cases}$$

Pour une *ligne à circuit ouvert*

(24)
$$\mathfrak{Y} = G + \mathrm{j}B$$

avec :
$$\begin{cases} G = \dfrac{\alpha l}{R_c} \ll \dfrac{1}{R_c} \\ B = G\varphi. \end{cases}$$

et on en déduit :

(25)
$$\boxed{\begin{aligned} R_c &= \sqrt{\frac{R}{G}} \\ \alpha l &= \sqrt{RG} = \frac{R}{R_c} = GR_c \\ \varphi &= -\frac{X}{R} = \frac{B}{G} \end{aligned}}.$$

h) *Dans le cas général correspondant à une longueur l quelconque, mais différente des valeurs de résonance* $l = \left(2k+1\right)\frac{\lambda}{4}$, les relations (12) et (18) conduisent pratiquement aux relations fondamentales suivantes en négligeant les termes en $\varphi\alpha l$:

Pour une *ligne en court-circuit* :

(26)
$$\mathfrak{Z} = R + \mathrm{j}X$$

avec :
$$\begin{cases} R = R_c\left(\dfrac{\alpha l}{\cos^2 \beta l} + \varphi \operatorname{tg} \beta l\right) \\ X = R_c \operatorname{tg} \beta l = L_0 l \omega \dfrac{\operatorname{tg} \beta l}{\beta l} \\ \dfrac{R}{X} = \dfrac{\alpha l}{\cos^2 \beta l \cdot \operatorname{tg} \beta l} + \varphi. \end{cases}$$

Pour une *ligne à circuit ouvert* :

(27)
$$\mathfrak{Y} = G + \mathrm{j}B$$

avec :

$$\begin{cases} G = \dfrac{1}{R_c}\left(\dfrac{\alpha l}{\cos^2 \beta l} - \varphi \operatorname{tg} \beta l\right) \\ B = \dfrac{\operatorname{tg} \beta l}{R_c} = C_0 l \omega \dfrac{\operatorname{tg} \beta l}{\beta l} \\ \dfrac{G}{B} = \dfrac{\alpha l}{\cos^2 \beta l \cdot \operatorname{tg} \beta l} - \varphi. \end{cases}$$

On en déduit finalement les relations pratiques :

(28)

$$\boxed{\begin{aligned} R_c &= \sqrt{\frac{X}{B}} \\ \operatorname{tg} \beta l &= \sqrt{XB} \\ \alpha l &= \frac{1}{2}\left(\frac{R}{X} + \frac{G}{B}\right)\frac{\sqrt{XB}}{1 + XB} \\ \varphi &= \frac{1}{2}\left(\frac{R}{X} - \frac{G}{B}\right) \end{aligned}}.$$

Dans le cas particulier où l'on fait $l = \frac{\lambda}{8}$, il vient : $\operatorname{tg} \beta l = 1$ et par suite :

(29)

$$\begin{cases} \text{pour une ligne en court-circuit : } X = R_c \\ \text{pour une ligne à circuit ouvert : } B = \dfrac{1}{R_c}. \end{cases}$$

Relations particulièrement simples qui permettent une mesure rapide de R_c dès que l'on connaît la vitesse de propagation sur la ligne et par suite la longueur d'onde λ.

i) *Cas des lignes courtes.* — Nous appellerons ligne courte une ligne dont la longueur est assez faible devant la longueur d'onde de propagation sur la ligne pour que des termes tels que $\cos^2 \beta l$ et $\dfrac{\operatorname{tg} \beta l}{\beta l}$ soient pratiquement égaux à l'unité.

L'approximation est de l'ordre de grandeur du premier terme négligé dans les développements en série de ces expressions ; elle est de l'ordre de 1 %, par exemple, si l'on choisit la longueur de la ligne ou la fréquence de mesure de telle sorte que l'on ait :

$$\lambda \geqslant 60\, l.$$

Si cette condition est satisfaite, les relations (26) et (27) deviennent pratiquement, en remplaçant α, β et φ par leurs valeurs (14), (13) et (12) :

(30)

$$\boxed{\begin{aligned} R &= R_c \beta l\left(\frac{p+q}{2} + \frac{p-q}{2}\right) = p L_0 \omega l = R_0 l \\ X &= L_0 l \omega \\ G &= \frac{\beta l}{R_c}\left(\frac{p+q}{2} - \frac{p-q}{2}\right) = q C_0 \omega l = G_0 l \\ B &= C_0 l \omega \end{aligned}}.$$

3° Mesures des caractéristiques d'une ligne

Généralités. — Il ressort des considérations qui précèdent que les relations utilisables pour relier les caractéristiques d'une ligne aux grandeurs mesurables, même dans l'hypothèse simplificatrice de l'emploi exclusif d'une ligne en court-circuit ou à circuit ouvert, sont assez complexes, surtout dans le cas d'une ligne de longueur quelconque.

Par ailleurs, l'importance considérable des lignes, en particulier des câbles coaxiaux, pour les applications pratiques, nécessite de connaître, sinon toutes les caractéristiques de ces lignes, du moins certaines d'entre elles et impose de pouvoir effectuer les mesures correspondantes par des procédés industriels, c'est-à-dire simples au point de vue opératoire.

Il convient donc de distinguer ici deux classes de méthodes de mesure, soit :

a) les méthodes complètes et générales permettant, en laboratoire, de déterminer toutes les caractéristiques d'une ligne dans le cas le plus général, c'est-à-dire sans imposer *a priori* de valeurs particulières pour la longueur de la ligne et la fréquence de travail.

b) les méthodes simplifiées ou approchées, ne permettant de mesurer que quelques caractéristiques fondamentales dans des conditions particulières de fréquence ou de longueur de ligne, mais d'une mise en œuvre relativement facile.

Dans ce qui suit, nous examinerons successivement les diverses méthodes utilisables, en commençant par la méthode générale et en terminant par une méthode simplifiée d'usage courant.

Mesure de l'impédance d'entrée. — Les discussions ci-dessus ont mis en évidence que toutes les grandeurs caractéristiques d'une ligne peuvent s'évaluer en fonction des éléments de l'*impédance d'entrée* de la ligne étudiée mise en *court-circuit* et de ceux de l'*admittance d'entrée* de la *même* ligne laissée à *circuit ouvert.*

Les mesures sur une ligne de transmission se ramènent donc en définitive aux seules mesures de l'impédance et de l'admittance d'entrée dans ces deux cas particuliers. Rien ne distinguant *a priori* l'impédance d'une ligne d'une impédance quelconque, les mesures s'effectuent par l'un des procédés généraux étudiés au chapitre V (ponts ou acuimètre) adapté aux caractéristiques de l'impédance à mesurer.

Il convient toutefois de remarquer que les caractéristiques de l'impédance d'entrée varient avec la fréquence et la longueur du tronçon de ligne sur lequel on opère et peuvent prendre des valeurs extrêmement diverses (grandes ou faibles) suivant le mode de vibration de la ligne. L'étude d'une ligne, comme celle d'une antenne, peut donc nécessiter l'emploi successif de divers circuits ou méthodes de mesure.

Mesures complètes sur une ligne de longueur quelconque. — Sous la seule condition que la longueur de la ligne étudiée ne soit pas égale à l'une des valeurs de la série $l = (2k + 1)\frac{\lambda}{4}$ réalisant la résonance du type **quart d'onde**, les relations (28) permettent de calculer directement, à partir des valeurs mesurées de l'impédance d'entrée $(R + jX)$ en court-circuit et de l'admittance d'entrée $(G + \mathrm{j}\ B)$ à circuit ouvert :

1° la résistance caractéristique R_c,

2° l'angle de phase βl, d'où l'on déduit le rapport l/λ et par suite la longueur d'onde λ et la vitesse de propagation V sur la ligne, ainsi que la permittivité du milieu interposé entre les conducteurs.

3° l'affaiblissement total αl, d'où l'on déduit l'affaiblissement unitaire A_0.
4° l'argument φ de l'impédance caractéristique.

— A partir de ces valeurs on peut alors calculer celles de l'inductance unitaire L_0 et de la capacité unitaire C_0 :

$$L_0 = \frac{X}{l\omega}\frac{\beta l}{\operatorname{tg}\beta l} \qquad \text{(relations 26)}$$

$$C_0 = \frac{B}{l\omega}\frac{\beta l}{\operatorname{tg}\beta l} \qquad \text{(relations 27)}$$

et celles des facteurs de pertes p et q à partir des relations :

$$p + q = 2\frac{\alpha}{\beta} = \left(\frac{R}{X} + \frac{G}{B}\right)\cos^2\beta l\,\frac{\operatorname{tg}\beta l}{\beta l}$$

$$p - q = 2\varphi = \frac{R}{X} - \frac{G}{B}.$$

d'où l'on peut déduire finalement les valeurs de la résistance unitaire R_0 et de la conductance unitaire G_0.

— Remarquons enfin que, dans le cas où $l = \frac{\lambda}{8}$, les relations (29) permettent d'obtenir directement la valeur de R_c en mesurant simplement X ou Y.

Cas particulier d'une ligne courte. — On effectue successivement les mesures de l'impédance d'entrée $(R + j X)$ sur la ligne en court-circuit (fig. *VI-6 a*) et de l'admittance d'entrée $(G + j B)$ sur la ligne à circuit ouvert (fig. *VI-6 b*) et on en déduit immédiatement à partir des relations (30) toutes les grandeurs caractéristiques de la ligne.

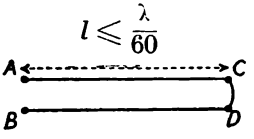


FIG. VI-6 *a*.

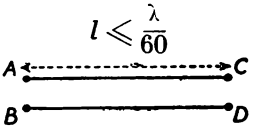


FIG. VI-6 *b*.

$$R_0 = \frac{R}{l} \qquad R_c = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \sqrt{\frac{X}{B}}$$

$$L_0 = \frac{X}{l\omega} \qquad \alpha = \frac{1}{2}\left[\frac{R_0}{R_c} + G_0 R_c\right]$$

$$G_0 = \frac{G}{l} \qquad V = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

$$C_0 = \frac{B}{l\omega}.$$

En pratique, ces conditions particulières ne peuvent être réalisées que dans le cas de mesures à fréquence relativement basse, de façon à satisfaire la condition $\lambda \geqslant 60\ l$ en utilisant cependant un tronçon de ligne de longueur suffisante (quelques mètres) pour permettre les mesures.

Ligne en résonance. — Pour se placer dans ce cas, il faut choisir la longueur de la ligne ou la fréquence de mesure de façon à réaliser exactement l'une des conditions : $l = (2k + 1)\frac{\lambda}{4}$ ou $l = k\frac{\lambda}{2}$.

En pratique, on est alors conduit à opérer comme suit :

1° On fait choix d'une fréquence de travail approximative et, connaissant le mode de construction de la ligne étudiée, donc l'ordre de grandeur de la longueur d'onde de propagation sur cette ligne pour la fréquence choisie, on coupe un tronçon de ligne satisfaisant à l'une des conditions ci-dessus $\left(\text{par exemple } l = \frac{\lambda}{4}\right)$.

2° On mesure successivement sur ce tronçon l'impédance $(R + \mathrm{j}\,X)$ en court-circuit et l'admittance $(G + \mathrm{j}\,B)$ à circuit ouvert et on répète l'opération en ajustant la fréquence de façon à réaliser la résonance exacte caractérisée par la troisième relation (22) ou (25), soit :

$$\frac{B}{G} = -\frac{X}{R}.$$

3° Cela fait, on mesure exactement $\mathfrak{Z}$ et $\mathfrak{Y}$ pour la fréquence f ainsi définie et on en déduit R_c et αl par les relations (22) ou (25) suivant le type de résonance réalisé.

4° Connaissant la longueur de la ligne, on en déduit la longueur d'onde de propagation sur la ligne ($\lambda = 4\,l$ dans l'exemple ci-dessus) et par suite la vitesse de propagation $V = \lambda f$, la permittivité du milieu interposé entre les conducteurs et le déphasage de propagation $\beta l = 2\pi\frac{l}{\lambda}$.

5° On peut en déduire en outre toutes les autres grandeurs caractéristiques de la ligne par les relations :

$$\varphi = -\frac{X}{R} = \frac{B}{G}$$

$$L_0 = \frac{R_c}{V} \qquad C_0 = \frac{1}{R_c V}$$

$$p + q = 2\frac{\alpha l}{\beta l} = \frac{1}{\pi}\frac{\lambda}{l}\frac{1}{\sqrt{RG}} \qquad \left(\text{pour } l = (2k+1)\frac{\lambda}{4}\right)$$

$$p - q = 2\varphi = -2\frac{X}{R}$$

d'où l'on peut tirer les valeurs de p, q, R_0 et G_0.

— On remarquera que, dans ce cas, où $\mathfrak{Z}$ et $\mathfrak{Y}$ sont pratiquement une résistance et une conductance pures, les principales grandeurs caractéristiques de la ligne s'expriment en fonction de R et G, contrairement à ce qui a lieu dans le cas d'une ligne de longueur quelconque (relations 28).

— Notons enfin que, dans certains cas, comme il est indiqué plus loin au chapitre VIII, il est possible de calculer R_c à partir des dimensions géométriques des conducteurs constituant la ligne et de mesurer directement $\alpha\,l$ par une méthode de résonance.

Remarque. — Pour l'application pratique des relations $C_0 = \frac{1}{R_c V}$ et $L_0 = \frac{R_c}{V}$,

il convient d'exprimer les diverses grandeurs avec des unités homogènes. En utilisant le système *SI* on exprimera :

L_0 en henrys par mètre
C_0 en farads par mètre
R_c en ohms
V en mètres par seconde.

Mesures usuelles simplifiées. — Les modes opératoires décrits ci-dessus doivent être utilisés lorsqu'on veut effectuer des mesures précises et complètes ; mais ils présentent l'inconvénient de conduire à des opérations pratiques longues et délicates. Pour les applications courantes, on leur préfère en général la méthode suivante, approchée mais plus facile à mettre en œuvre.

— Cette méthode utilise en principe une ligne en résonance du type quart d'onde $\left(l = (2k+1)\frac{\lambda}{4}\right)$ en court-circuit, ou du type demi-onde $\left(l = k\frac{\lambda}{2}\right)$ à circuit ouvert, de façon à ramener à l'entrée de la ligne une *grande impédance* facile à mesurer, par exemple à l'aide d'un acuimètre.

En outre, pour simplifier, elle admet que :

a) pour les lignes usuelles de bonne qualité, l'argument φ de l'impédance caractéristique est très petit et que, par suite, l'impédance d'entrée d'une ligne en résonance est pratiquement une résistance pure.

b) la permittivité du milieu interposé entre les conducteurs de la ligne, le plus souvent du polystyrène, est pratiquement indépendante de la fréquence, ce qui permet d'effectuer une mesure directe en basse fréquence de la capacité unitaire C_0.

Dans ces conditions, la mesure comporte les opérations ci-après :

1° On fait choix d'un tronçon de ligne de longueur $l = (2k+1)\frac{\lambda}{4}$ ou $l = k\frac{\lambda}{2}$, en désignant par λ la longueur d'onde *présumée* sur la ligne pour la fréquence de mesure choisie.

2° La ligne étant connectée par l'une de ses extrémités aux bornes d'un acuimètre (par exemple) et mise à son autre extrémité soit en court-circuit, dans le premier cas $\left(l = (2k+1)\frac{\lambda}{4}\right)$, soit à circuit ouvert, dans le second cas $\left(l = k\frac{\lambda}{2}\right)$, on ajuste la fréquence de travail de façon que l'impédance d'entrée de la ligne se réduise à une résistance pure de grande valeur R.

Cela fait, on mesure R et, connaissant la longueur du tronçon de ligne utilisé et la fréquence de mesure, on évalue la longueur d'onde de propagation sur la ligne λ.

3° On connecte la ligne, laissée à circuit ouvert, aux bornes d'un pont à *basse fréquence* et on mesure sa capacité totale C, d'où on déduit la valeur de sa capacité unitaire : $C_0 = \frac{C}{l}$.

4° De ces valeurs, on déduit par le calcul :

— la vitesse de propagation sur la ligne : $V = \lambda f$.

— la résistance caractéristique : $R_c = \frac{1}{C_0 V}$.

— l'affaiblissement total : $A = \alpha l = \frac{R_c}{R}$.

— Le mode opératoire qui précède nécessite de pouvoir mesurer avec précision la longueur de la ligne et de réaliser sa mise en court-circuit franc, c'est-à-dire

par un conducteur d'impédance pratiquement nulle, sans modification de sa longueur. Ces conditions peuvent être difficiles à réaliser, en particulier dans le cas d'un câble coaxial comportant des raccords coaxiaux, d'autant plus que la fréquence de mesure est plus élevée. Il convient alors, sans changer le principe général de la mesure, de modifier les modalités d'application comme indiqué plus loin au chapitre VIII, § G 1°.

Contrôle de la bonne adaptation et mesure directe de l'affaiblissement. — Les mesures qui précèdent et, de plus, la réalisation pratique, à la fréquence de travail, d'une résistance d'utilisation R_u rigoureusement égale à la valeur mesurée de R_c sont parfois délicates. Il peut en résulter dans les applications une certaine imprécision en ce qui concerne la bonne adaptation d'une ligne.

Comme, d'autre part, il y a lieu de réaliser une adaptation assez précise de la résistance de charge pour faire fonctionner correctement une ligne en onde progressive il est bon, après avoir réalisé cette résistance à la valeur indiquée par les mesures ci-dessus, d'effectuer un contrôle direct de sa bonne adaptation et, s'il y a lieu, d'effectuer quelques retouches empiriques.

Dans ce but, on connecte la résistance de charge à expérimenter, de valeur R_c égale au résultat du calcul, entre les extrémités réceptrices CD de la ligne dont on attaque l'autre extrémité AB par une source de fréquence et de niveau réglables. Des voltmètres électroniques V_1 et V_2 permettent de mesurer les tensions U_1 et U_2 aux bornes de la source et aux bornes de la résistance de charge (fig. *VI-7*).

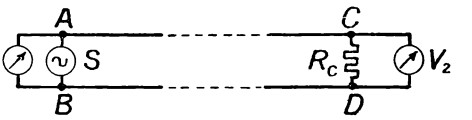


FIG. VI-7.

Cela fait, en maintenant constante la tension U_1 aux bornes de la source, on fait varier sa fréquence dans une gamme étendue renfermant une fréquence de résonance de la ligne, par exemple celle qui correspond à une longueur d'onde égale à 4 *l*.

— Si la valeur de R_c est exactement égale à la valeur de l'impédance caractéristique de la ligne, qui fonctionne dans ce cas en onde progressive, et si les pertes en ligne sont très faibles, la tension U_2 aux bornes réceptrices reste pratiquement égale à la tension U_1 à l'entrée ; elle conserve alors une valeur constante quelle que soit la fréquence ; toute trace de résonance a disparu. Si les pertes en lignes sont appréciables, elles croissent continuellement avec la fréquence et la tension U_2 diminue régulièrement à mesure que la fréquence s'élève, sans faire apparaître aucune fluctuation périodique.

— Au contraire, si la valeur de R_c est différente de celle de l'impédance caractéristique de la ligne, les effets de résonance réapparaissent. La loi de variation de U_2 en fonction de la fréquence prend un aspect périodique et son amplitude est d'autant plus grande que le réglage de la résistance de charge R_c est moins bien réalisé.

— En définitive, pour achever s'il y a lieu l'adaptation de la résistance de charge d'une ligne, il suffit de retoucher sa valeur jusqu'à ce qu'on ait fait disparaître toute trace de résonance et obtenu pour représenter la loi de variation de U_2 en fonction de la fréquence une courbe continue ne présentant aucune variation périodique.

— On peut encore contrôler l'adaptation en mesurant, à une fréquence quelconque, par exemple au pont, l'impédance d'entrée entre les bornes AB de la ligne, en général de l'ordre de 50 à 80 Ω. Si l'adaptation est bien faite, l'impédance d'entrée est purement active à toutes fréquences et égale à la résistance de

charge R_c. Dans le cas contraire elle présente une composante réactive, positive ou négative, d'autant plus importante relativement que l'adaptation de R_c est moins bonne.

— On peut également mesurer directement l'affaiblissement de la propagation à l'aide du montage de la figure *VI-7*. Après s'être assuré, comme il est indiqué ci-dessus, que la ligne fonctionne bien en onde progressive, on mesure à l'aide des voltmètres V_1 et V_2 les tensions U_1 et U_2 aux extrémités opposées de la ligne de longueur l.

On en déduit l'affaiblissement par unité de longueur :

$$A_0 = \frac{20}{l} \lg \frac{U_1}{U_2} \quad \text{décibels.}$$

Ce mode opératoire est utilisable dans tous les cas,quel que soit le mode de réalisation de la ligne, fils parallèles ou tubes coaxiaux.

Dans le cas particulier d'une ligne à deux conducteurs parallèles à l'air libre et facilement accessibles individuellement, on peut mesurer ou repérer le courant I en un point quelconque de la ligne à l'aide d'un ampèremètre à transformateur toroïdal (chap. I, § C 2°, p. 50) disposé en ce point autour de l'un des fils.

En déplaçant le transformateur toroïdal le long de la ligne, on peut alors sans difficulté :

a) suivre la loi de variation de l'intensité le long de la ligne et s'assurer qu'il n'y a pas d'onde stationnaire, donc que la ligne travaille bien en onde progressive ;

b) mesurer le rapport $\frac{I_1}{I_2}$ des courants en deux points quelconques distants d'une longueur l connue et en déduire l'affaiblissement unitaire :

$$A = \frac{20}{l} \lg \frac{I_1}{I_2} \quad \text{décibels.}$$

Comme les courants interviennent seulement par leur rapport, il n'est pas nécessaire de mesurer effectivement la valeur vraie du courant et il suffit de disposer d'un ampèremètre toroïdal étalonné seulement en valeur relative.

— Dans tout ce qui précède, nous avons admis que la ligne elle-même, ou ses deux extrémités, étaient accessibles pour y connecter des appareils de mesure. Dans le cas d'un câble coaxial relié par un raccord coaxial à une impédance de charge blindée, ces conditions sont le plus souvent irréalisables et les modes opératoires ci-dessus deviennent inapplicables. On peut tourner la difficulté en alimentant le câble, à son extrémité libre, par une source à fréquence variable et en étudiant la loi de variation de la tension à l'entrée du câble en fonction de la fréquence. Le montage et le mode opératoire sont identiques à ceux qui sont décrits plus loin (chap. VIII, § G 2°) pour la mesure du coefficient de réflexion.

C. — MESURES SUR LES ANTENNES

1° Mesure de l'impédance apparente.

Définition. — Quelles que soient ses caractéristiques et la fréquence de la source qui l'alimente, une antenne, connectée entre les bornes « Antenne-Terre » d'un appareil émetteur ou récepteur (fig. *VI-8 a*), se comporte entre ces bornes

comme un circuit fermé ordinaire d'impédance $\mathfrak{Z}_a$ (fig. *VI-8 b*) qui peut être représenté sous la forme d'une résistance R_a en série avec une réactance X_a (fig. *VI-8 c*) ou par le schéma parallèle équivalent (chap. I, § A 4°, p. 29). Par suite du mode de vibration particulier d'une antenne dans laquelle s'installent des régimes stationnaires, la nature et les valeurs des éléments R_a et X_a de cette impédance apparente sont très variables avec la fréquence et la longueur de l'antenne ; de plus, leurs variations en fonction de la fréquence présentent un caractère périodique, l'antenne se comportant alternativement comme une inductance ou une capacité.

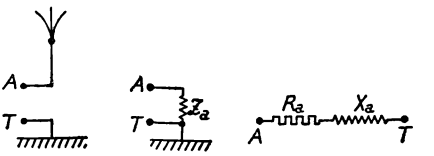


FIG. VI-8 *a*. FIG. VI-8 *b*. FIG. VI-8 *c*.

Pour les antennes très développées ou vibrant au voisinage d'une résonance en quart d'onde, l'impédance apparente reste faible, l'antenne se comportant alors à la façon d'un circuit résonnant au voisinage de l'accord. A la résonance exacte elle se réduit à une résistance pure dont la valeur est en général de quelques dizaines d'ohms.

Pour les antennes courtes au contraire, ou pour des antennes quelconques vibrant au voisinage d'une résonance en demi-onde pour laquelle l'antenne se comporte comme au circuit antirésonnant (circuit bouchon), l'impédance apparente peut au contraire prendre des valeurs très élevées. A l'accord exact elle se réduit à une résistance pure qui peut atteindre plusieurs dizaines et parfois quelques centaines de milliers d'ohms.

— Les mesures d'impédance sur une antenne donnée, mais à des fréquences quelconques, englobent donc tous les cas particuliers possibles examinés au chapitre V. Si l'on veut étudier le comportement de l'antenne dans une gamme étendue de fréquence, il faut faire appel successivement aux diverses méthodes de mesure applicables aux mesures des grandes impédances et aux mesures des faibles impédances ; il n'existe pas de solution générale applicable indistinctement à toutes fréquences.

Cas des grandes impédances. — Dans ce cas, le pont ordinaire (chap. V, § B 1°, p. 298) est inutilisable ; par contre, on peut faire usage du pont en T chap. V, § B 2°, p. 304) ou plus simplement des méthodes de résonance, ou acuimètre, réservées aux mesures des grandes impédances (chap. V, § C 7°, p. 347) Le montage expérimental affecte alors l'aspect représenté par la figure *VI-9* déduite de la figure générale *V-41*.

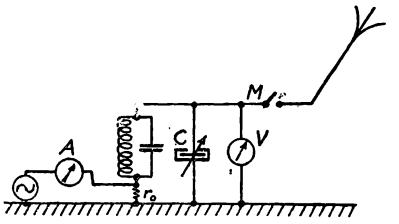


FIG. VI-9.

Cas des faibles impédances. — Si l'impédance de l'antenne devient assez faible, le circuit de mesure le plus simple et le plus naturel est le pont ordinaire qui permet des mesures rapides et à lectures directes. Par contre, le pont en T devient d'un emploi difficile.

Il en est de même de l'acuimètre qui est inutilisable sous sa forme la plus courante utilisant le couplage par résistance avec la source (fig. *V-44*). Dans ce cas, en effet, du fait que l'impédance à mesurer $\mathfrak{Z}_a$ a un pôle à la masse, ou bien on court-circuite la résistance r_0 en connectant la borne T de l'antenne sur le circuit de mesure (fig. *VI-10*), ou bien on laisse cette résistance hors cir-

cuit en ne connectant pas cette borne, ce qui a pour résultat d'isoler le circuit oscillant de la source. Il faut alors avoir recours à un acuimètre à couplage inductif (fig. *V-45*) qui permet de fermer le circuit de mesure sur une impédance extérieure ayant un pôle à la masse sans perturber le couplage avec la source (fig. *VI-11*).

Notons enfin que, dans le cas où l'on ne dispose que d'un acuimètre ordinaire, il est possible de faire la mesure sur une antenne d'impédance faible en utilisant

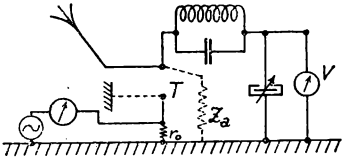
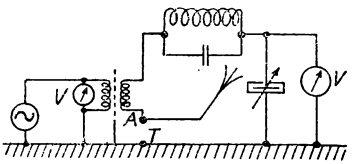


FIG. VI-10.



FIH. VI-11.

l'artifice indiqué ci-dessus pour la mesure des résistances moyennes (chap. V, § C 3°, p. 331) ou plus généralement des faibles impédances (chap. V, § C 7°, p. 353) et qui consiste à connecter en série avec l'antenne une capacité étalonnée γ de valeur suffisamment faible pour élever l'impédance apparente de l'ensemble à une valeur qui permette la mesure par la méthode des grandes impédances (fig. *VI-12*).

Méthode de substitution. — Quand on dispose d'impédances réglables étalonnées, on peut, en les substituant à l'antenne dans un montage en pont ou à résonance, et en les réglant pour produire le même effet sur les circuits de mesures, déterminer directement les caractéristiques de l'impédance de l'antenne.

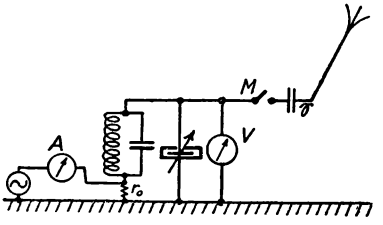


FIG. VI-12.

— Par exemple, dans le cas d'une antenne présentant une réactance négative, on peut opérer, suivant les cas, avec le montage de la figure *VI-9* ou avec celui de la figure *VI-12*. On connecte l'antenne aux bornes du circuit résonnant de l'acuimètre, on fait l'accord *en réglant C* et on lit la valeur C_0 correspondante et la tension V aux bornes du circuit. Cela fait, on déconnecte l'antenne et on lui substitue un circuit comprenant en série une capacité Γ et une résistance R *variables* et *étalonnées* ; puis on règle ces organes de façon que l'accord du circuit, *obtenu en réglant C*, ait lieu pour la même valeur C_0 et que l'on ait la même tension V aux bornes du circuit. Les valeurs R et Γ lues sur les appareils étalons sont alors respectivement égales à la résistance R_a et à la capacité C_a apparentes de l'antenne.

— Dans le cas d'une antenne à réactance positive, il faut remplacer la capacité étalonnée par une inductance variable étalonnée ou un ensemble comprenant une inductance fixe étalonnée en série avec une capacité variable étalonnée.

— En pratique, cette méthode n'est commodément utilisable que dans les cas où l'antenne a une réactance négative et où la résistance R_a n'a pas une valeur trop élevée.

Méthode de la résonance. — Lorsqu'on dispose d'une source de courant assez puissante (émetteur) on peut déterminer les éléments de l'impédance apparente de l'antenne a une fréquence quelconque à l'aide des montages utilisés ci-après pour la mesure des caractéristiques effectives de l'antenne (fig. *VI-16* et *VI-19*).

Lorsque la résonance du circuit d'antenne est réalisée, la réactance apparente X_a de l'antenne est égale et de signe contraire à celle des éléments connectés en série à la base de l'antenne (L_0, C) ; si ces derniers sont réglables et étalonnés on en déduit immédiatement la valeur de X_a pour la fréquence sur laquelle on réalise la résonance.

La valeur de la résistance apparente R_a peut se déterminer pour cette fréquence par la méthode de la résistance additionnelle en utilisant le montage de la figure *VI-18*.

Méthode des trois ampèremètres. — Dans beaucoup de cas pratiques, on ne dispose pas d'acuimètre ou de pont à haute fréquence, mais on a à sa disposition un émetteur comportant des organes d'accord d'antenne et de puissance suffisante pour débiter dans les antennes usuelles des courants intenses mesurables aisément à l'aide d'ampèremètres à haute fréquence. On peut alors déterminer l'impédance apparente par une méthode comparable à la méthode classique des trois ampèremètres utilisée en électrotechnique pour la mesure des puissances.

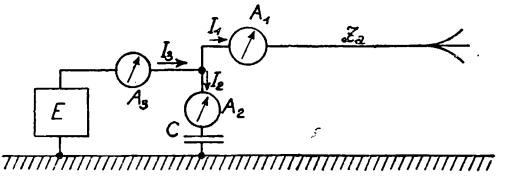


FIG. VI-13.

— On connecte en parallèle sur l'antenne une capacité étalonnée C (fig. *VI-13*) et, à l'aide de trois ampèremètres A_1, A_2 et A_3, on mesure les valeurs des courants I_1, I_2 et I_3 débités respectivement dans l'antenne, dans la capacité et dans l'ensemble.

Si l'on désigne par :

R_a la résistance apparente de l'antenne,

X_a sa réactance apparente.

Z_a le *module* de son impédance : $Z_a = \sqrt{R_a^2 + X_a^2}$

φ son argument tel que : $\begin{cases} \sin\varphi = \dfrac{X_a}{Z_a} \\ \cos\varphi = \dfrac{R_a}{Z_a} \end{cases}$

on a dans le circuit de la figure *VI-13*, en supposant pour simplifier que les impédances des trois ampèremètres sont négligeables :

$$(R_a + \mathrm{j}X_a)\, I_1 = \frac{I_2}{\mathrm{j}C\omega} = \frac{I_3}{\mathrm{j}C\omega + \dfrac{1}{R_a + \mathrm{j}X_a}}$$

soit, en *modules* et en explicitant le module et l'argument de l'impédance de l'antenne :

$$Z_a I_1 = \frac{I_2}{C\omega} = \frac{Z_a I_3}{\sqrt{\cos^2\varphi + [Z_a C\omega - \sin\varphi]^2}}.$$

On en déduit finalement :

$$(31)\qquad \boxed{\begin{aligned} Z_a &= \frac{1}{C\omega}\cdot\frac{I_2}{I_1} \\ \sin\varphi &= \frac{1}{2}\frac{I_1}{I_2}\left[1+\left(\frac{I_2}{I_1}\right)^2-\left(\frac{I_3}{I_1}\right)^2\right] \end{aligned}}.$$

En mesurant à l'aide des trois ampèremètres les valeurs efficaces des courants I_1, I_2 et I_3, on peut donc évaluer le module Z_a et l'argument de l'impédance de l'antenne et en déduire sa résistance et sa réactance par les relations :

$$R_a = Z_a \cos\varphi$$
$$X_a = Z_a \sin\varphi.$$

— La discussion des conditions de précision maximale montre qu'on a avantage à choisir C de telle sorte que les courants I_1 et I_2 soient égaux. Les relations (31) prennent alors la forme simple :

$$Z_a = \frac{1}{C\omega}$$
$$\sin\varphi = 1-\frac{1}{2}\left(\frac{I_3}{I_1}\right)^2.$$

— Si les ampèremètres A_1, A_2 et A_3 ont des impédances non négligeables, mais connues à la fréquence de travail, il est facile d'en tenir compte et de calculer, à partir des résultats précédents. les valeurs de R_a et X_a.

Conditions d'emploi pratique. — Une antenne est essentiellement un circuit résonnant possédant un grand nombre de fréquences de résonance et d'antirésonance. Si l'on se propose de déterminer la loi de variation de son impédance apparente dans une gamme étendue de fréquence, on rencontre successivement ces diverses résonances et les lois de variation de R_a et X_a sont très compliquées ; la résistance prend des valeurs faibles au voisinage des résonances et passe par des *pointes* de valeurs élevées au moment des antirésonances ; la réactance, alternativement positive et négative, peut prendre des valeurs quelconques de signes contraires pour deux fréquences très voisines encadrant une antirésonance.

Dans ces conditions, l'interprétation des mesures d'impédance, sur une antenne de caractéristiques inconnues, est *a priori* assez délicate. Il est indispensable, pour y voir clair, d'effectuer des mesures nombreuses et rapprochées permettant de tracer les courbes représentant les fonctions :

$$R_a = \varphi(f)$$
$$X_a = \psi(f).$$

et de préciser les points caractéristiques correspondant aux diverses fréquences de résonance.

— Dans le cas des faibles impédances (grandes antennes ou voisinage des résonances-série) pour lesquelles les mesures peuvent être faites au pont ordinaire à lectures directes, les opérations sont rapides et simples ; il est alors facile de suivre les variations de R_a et de X_a et, avec un nombre limité de mesures, de repérer rapidement les fréquences importantes.

— Il n'en est plus de même dans le cas des grandes impédances nécessitant l'emploi d'un pont en T ou d'un acuimètre qui exigent pour chaque point des calculs relativement longs. Il n'est plus possible de *suivre expérimentalement* les variations de R_a et X_a en fonction de la fréquence et l'on doit opérer par points successifs pour des fréquences choisies *a priori* à l'aveuglette. Il est alors difficile de repérer les fréquences importantes (résonance et antirésonance) et il faut effectuer un très grand nombre de mesures en revenant fréquemment en arrière à mesure que le tracé des courbes donne un aperçu plus net des lois de variations.

Nous verrons ci-après comment il convient de présenter les résultats sur un graphique pour faciliter l'opération.

— Au point de vue *expérimental* et dans les limites d'utilisaton qui leur sont propres, le pont ordinaire et le pont en T permettent d'opérer par *extinction* comme dans le cas d'impédances quelconques sans qu'il y ait de précautions particulières à prendre.

Dans le cas de l'acuimètre utilisant la résonance d'un courant faible dans le circuit de mesure, surtout si l'on opère sur une antenne de grandes dimensions, les *inductions des postes émetteurs puissants*, même assez éloignés, tels que les émetteurs de radiodiffusion, peuvent produire des déviations parasites du voltmètre de l'appareil. Les mesures deviennent alors impossibles sur un grand nombre de points. Pour tourner la difficulté la seule ressource consiste à utiliser un circuit de mesure dans lequel on fait agir un courant d'intensité très supérieure à celle des courants parasites.

A ce titre, la méthode des trois ampèremètres peut rendre en pratique quelques services.

Courbe d'impédance. — Il ressort des considérations qui précèdent que, à moins de disposer d'un nombre considérable de points expérimentaux, il est difficile de tracer les courbes représentant les lois de variations de R_a et X_a en fonction de la fréquence, lesquelles comportent des pointes périodiques fines et de grande amplitude. La détermination de ces pointes et des fréquences correspondantes est alors assez difficultueuse.

— Le dépouillement des résultats est grandement facilité en présentant le diagramme sous la forme représentée sur la figure *VI-14.*

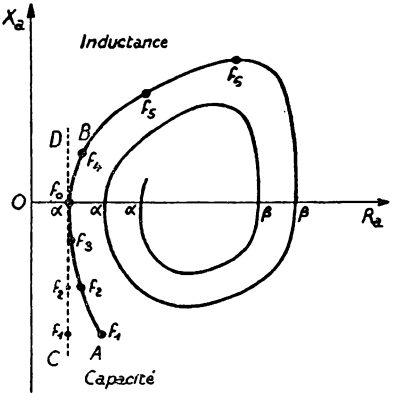


FIG. VI-14.

On porte en abscisses les résistances R_a (toujours positives) et en ordonnées les réactances X_a (positives ou négatives suivant la fréquence). Les divers points expérimentaux correspondant à des fréquences croissantes se placent alors en f_1, f_2, f_3, etc. et leur alignement fournit une courbe en spirale ayant l'aspect indiqué par la figure.

Sur cette courbe :

a) les points de rencontre avec l'axe des abscisses, tels que α, correspondant à une réactance nulle et à une résistance de faible valeur, sont représentatifs des fréquences de résonance-série successives ;

b) les points β, correspondant également à une réactance nulle mais à une

résistance de grande valeur, sont au contraire représentatifs des fréquences d'antirésonance.

La courbe ainsi obtenue, ne présentant pas de discontinuités, peut être tracée facilement à partir d'un nombre relativement faible de points expérimentaux de fréquences quelconques. Il est alors possible, en la graduant en valeurs de la fréquence, de déterminer par interpolation les caractéristiques particulières relatives à un régime quelconque, entre autres aux résonances et antirésonances représentées par les points α et β. Le cas échéant, si l'on veut plus de précision, on peut reprendre des mesures pour les fréquences particulières ainsi définies et obtenir sans tâtonnement tous les renseignements désirés.

— Comme les résistances et les réactances varient dans de très grandes limites, il est avantageux en pratique de graduer les axes de coordonnées avec des échelles logarithmiques. Cette disposition ne comporte aucune difficulté dans le cas de l'axe des abscsisses gradué en valeurs de R_a toujours positif ; par contre, pour l'axe des ordonnées gradué en fonction de X_a, qui change de signe en s'annulant, elle implique une discontinuité puisqu'une échelle logarithmique ne comporte pas de zéro. On peut tourner la difficulté en arrêtant la graduation de part et d'autre de zéro, à des valeurs de X_a faibles, mais non nulles.

2° Mesures des caractéristiques effectives.

Antenne fictive. — Dans la plupart des cas usuels, la gamme d'utilisation normale des antennes correspond aux fréquences inférieures ou, au plus, de l'ordre de grandeur de la première fréquence de résonance en quart d'onde. La partie utile du diagramme de la figure *VI-14* est alors limitée à la zone $A\alpha B$.

Dans cette gamme de fréquence, l'impédance apparente Z_a de l'antenne reste voisine de celle d'un circuit oscillant simple, du type de la figure *VI-15*, dont les éléments seraient choisis de telle sorte que sa courbe caractéristique sur le diagramme de la figure *VI-14* soit représentée par la droite $C\alpha D$, c'est-à-dire qui aurait à toutes les fréquences une réactance égale à celle de l'antenne, qui aurait donc même fréquence de résonance f_0, et dont la résistance serait voisine de celle de l'antenne à la résonance.

Dans les réalisations usuelles la résistance R, qui contient implicitement la résistance de l'inductante L, n'est pas constante mais augmente avec la fréquence. La courbe caractéristique du circuit de la figure *VI-15* n'est donc pas rigoureusement la droite $C\alpha D$; elle s'incurve dans la partie supérieure du côté des R croissants et se rapproche de ce fait de la courbe $A\alpha B$ de l'antenne réelle.

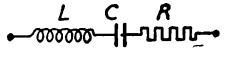


FIG. VI-15.

— Le circuit simple ainsi défini est pratiquement équivalent à l'antenne au point de vue impédance dans la gamme de fréquence $f_1 f_4$ et peut se substituer à elle *dans cette gamme* aux bornes d'un émetteur ou d'un récepteur sans en perturber le fonctionnement. Il constitue ce que l'on appelle l'*antenne fictive* équivalente à l'antenne réelle et est utilisé en fait, aux lieu et place de cette dernière, pour tous les essais en laboratoire. Sa résistance R, son inductance L et sa capacité C sont désignés sous les noms de *résistance, inductance* et *capacité effectives* de l'antenne réelle ; la capacité C est d'ailleurs égale à la capacité statique totale de cette dernière qui intervient seule aux très basses fréquences.

— La réalisation d'une antenne fictive équivalente à une antenne réelle

donnée se ramène en définitive aux mesures de la résistance, de l'inductance et de la capacité effectives de cette antenne.

Montage de mesure. — Le montage fondamental d'essais se présente sous l'aspect de la figure *VI-16*. L'antenne est excitée par une source *S*, de fréquence *f connue* et *réglable*, couplée inductivement avec une bobine étalonnée L_0R_0 connectée en série dans l'antenne. Le couplage est assez lâche pour qu'il n'y ait pas de réaction appréciable de l'antenne sur le fonctionnement de la source (comme dans le cas d'un circuit résonnant de mesure ordinaire) ; enfin, la source est assez puissante pour que, malgré ce couplage lâche, les courants induits dans l'antenne soient toujours très supérieurs aux courants parasites qui peuvent être produits par les postes émetteurs voisins et puissants tels que les émetteurs de radiodiffusion.

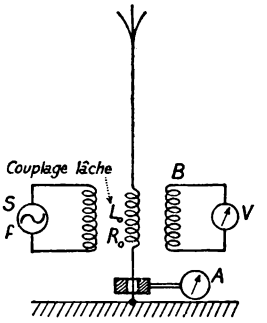


FIG. VI-16.

— Pour contrôler le courant dans l'antenne et, en particulier, pour déceler la résonance, on connecte à la base de l'antenne un ampèremètre à haute fréquence *A* qui peut être avec avantage du type à transformateur toroïdal (chap. I, § C, 2°, p. 50). Comme les mesures ne nécessitent pas la connaissance de la valeur réelle du courant, mais seulement celle du rapport de deux courants correspondant à deux réglages particuliers, on peut remplacer l'ampèremètre *A* par un voltmètre *V* connecté aux bornes d'une bobine *B* couplée lâchement avec l'antenne ; cette solution a l'avantage de n'amener aucun amortissement de l'antenne ; par contre, elle nécessite de prendre quelques précautions pour que la bobine *B* soit soustraite à l'induction directe de la source et influencée uniquement par le courant dans l'antenne.

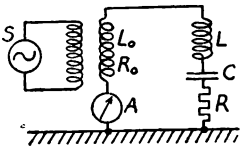


FIG. VI-17.

— En remplaçant l'antenne réelle par l'antenne fictive équivalente à définir, le montage d'essais prend la forme schématique représentée sur la figure *VI-17*, identique à celle qui sert de base aux mesures par résonance d'un circuit oscillant (chap. V, § C).

Mesure de la résistance effective. — Comme dans le cas des mesures de résistance sur les circuits oscillants fermés, on peut opérer par substitution d'une résistance étalonnée ou par déréglage du circuit oscillant à partir de la résonance.

Méthode de la résistance additionnelle. — On connecte à la base de l'antenne (fig. *VI-18*), une résistance ρ étalonnée et capable de supporter sans détérioration le courant *I* en ce point. Une clef *M* permet de mettre cette résistance en court-circuit ou en circuit comme il a été expliqué au chapitre V, § C 2°, p. 322.

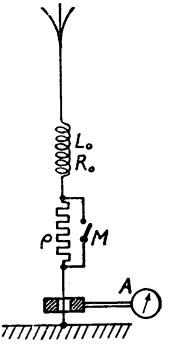


FIG. VI-18.

On accorde la source à la résonance de l'antenne et on mesure successivement le courant I_{01} sans résistance additionnelle (clef *M* fermée) et le courant I_{02} avec résistance additionnelle (clef *M* ouverte) ; on en déduit :

(32) $$R_0 + R = \rho \frac{I_{02}}{I_{01} - I_{02}}$$

d'où la résistance effective R de l'antenne dès l'instant où l'on connaît R_0.

— Il est avantageux que l'impédance de la bobine de couplage $L_0 R_0$ soit faible devant celle de l'antenne de façon à introduire, par le branchement indispensable de cette bobine, le minimum de perturbation aux caractérisques globales de l'antenne et, en particulier, à ne pas déplacer de façon sensible la fréquence de résonance. La résistance R mesurée est alors pratiquement la valeur qui correspond au point α de la figure *VI-14.*

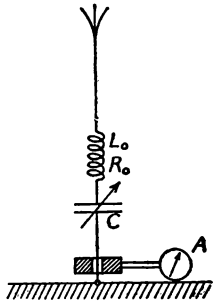


Fig. VI-19.

Remarquons qu'on peut éliminer la bobine de couplage, donc mesurer directement R, en réalisant le couplage de l'émetteur avec l'antenne par un transformateur toroïdal qui n'introduit dans l'antenne qu'une très faible impédance de couplage.

Méthode de la résonance. — On connecte à la base de l'antenne une capacité variable *étalonnée* C (fig. *VI-19*) et on accorde la source S sur une fréquence voisine de la fréquence de résonance de l'antenne seule, soit f.

— On commence par régler la capacité C à la résonance, c'est-à-dire au maximum de déviation de l'ampèremètre A. On note les valeurs C_0 et I_0 correspondantes telles que :

(33) $$\begin{cases} L_t C_0 \omega^2 = 1 \\ I_0 = \dfrac{E}{R + R_0} \end{cases}$$

en désignant par E la force électromotrice induite par la source dans la bobine L_0 et par L_t l'inductance apparente totale de l'ensemble antenne-bobine en série.

— Cela fait, on dérègle la capacité C de part et d'autre de l'accord et on repère deux valeurs C_1 et C_2 pour lesquelles on obtient une même déviation de l'ampèremètre A, correspondant à un même courant I dans l'antenne.

Pour ces deux valeurs de la capacité, la réactance totale du circuit de l'antenne conserve une même valeur absolue :

$$X = L_t \omega - \frac{1}{C_1 \omega} = \frac{1}{C_2 \omega} - L_t \omega.$$

On en déduit :

$$L_t \omega = \frac{1}{2\omega}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)$$

$$I = \frac{E}{\sqrt{(R + R_0)^2 + X^2}} = \frac{E}{\sqrt{(R + R_0)^2 + \left[\frac{1}{2\omega}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) - \frac{1}{C_1 \omega}\right]^2}}.$$

Soit $$I = \frac{E}{\sqrt{(R + R_0)^2 + \frac{1}{4\omega^2}\left(\frac{1}{C_2} - \frac{1}{C_1}\right)^2}}.$$

En combinant cette expression avec la relation 33, on en déduit finalement :

$$\left(\frac{I_0}{I}\right)^2 = 1 + \frac{1}{4\omega^2(R+R_0)^2}\left(\frac{1}{C_2} - \frac{1}{C_1}\right)^2.$$

Soit : (34)

$$\boxed{R + R_0 = \frac{\left|\frac{1}{C_2} - \frac{1}{C_1}\right|}{2\omega\sqrt{\left(\frac{I_0}{I}\right)^2 - 1}}}.$$

Mesures de l'inductance et de la capacité effectives. — Ces mesures reposent essentiellement sur la comparaison des fréquences de résonance de l'antenne pour divers réglages connus.

A l'aide du montage de la figure *VI-16*, on détermine les fréquences de résonance f_1 et f_2 de l'antenne obtenues en mettant successivement en circuit, à la place de la bobine L_0, deux bobines d'inductances étalonnées L_1 et L_2. Les conditions de résonance s'écrivent alors :

$$(L + L_1)C\omega_1^2 = 1$$
$$(L + L_2)C\omega_2^2 = 1.$$

On en déduit les valeurs de l'inductance et de la capacité effectives de l'antenne :

(35)

$$\boxed{\begin{aligned} C &= \frac{\frac{1}{\omega_1^2} - \frac{1}{\omega_2^2}}{L_1 - L_2} \\ L &= \frac{L_1\omega_1^2 - L_2\omega_2^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2} \end{aligned}}.$$

— Cette méthode simple, qui compare par *différences* les résultats de deux mesures seulement, est malheureusement sujette à des erreurs expérimentales qui peuvent devenir importantes, surtout si les fréquences de résonance f_1 et f_2 sont peu différentes.

Pour avoir une précision suffisante, il y a lieu de multiplier les mesures et il est préférable d'utiliser la méthode graphique suivante qui à l'avantage de prendre automatiquement une moyenne d'un grand nombre de mesures et qui est comparable à celle qui a été utilisée pour la mesure de la capacité répartie d'une inductance (chap. V, § C 4°, p. 333).

Si l'on connecte en série avec l'antenne une bobine d'inductance L_0, la résonance a lieu pour une fréquence telle que l'on ait :

$$(L + L_0)C\omega^2 = 1$$

donc pour une longueur d'onde λ telle que :

$$\lambda^2 = 4\pi^2 V^2 C(L + L_0) = k(L + L_0)$$

où k est une constante indépendante de la fréquence pour une antenne donnée.

Dès lors, si l'on opère en mettant successivement en série avec l'antenne des bobines d'inductances L_0 étalonnées et décroissantes, on obtient sur un diagramme de coordonnées λ^2 et L_0 (fig. *VI-20*), une série de points qui s'alignent sur une droite. On trace la droite moyenne, de façon à éliminer les erreurs

expérimentales, et on la prolonge par extrapolation jusqu'au point de rencontre A avec l'axe des abscisses. L'abscisse de ce point fournit la valeur L de l'inductance effective de l'antenne.

En partant d'une mesure quelconque dont le point se situe sur la droite, on en déduit la valeur de la capacité effective :

$$C = \frac{1}{(L + L_0)\,\omega^2}.$$

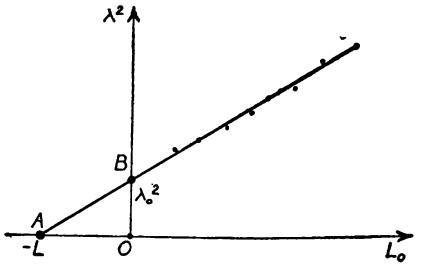


FIG. VI-20.

Détermination de la longueur d'onde propre. — La longueur d'onde propre λ_0 de l'antenne est la longueur d'onde de résonance correspondant au cas où l'antenne est connectée directement au sol, c'est-à-dire pour une bobine auxiliaire d'inductance L_0 nulle.

— On peut la relever directement sur le diagramme de la figure *VI-20* où elle est représentée par l'ordonnée du point de rencontre B de la courbe, d'abscisse $L_0 = 0$, avec l'axe des ordonnées.

— On peut également la calculer par la formule de Thomson à partir des valeurs mesurées précédemment de l'inductance et de la capacité effectives de l'antenne.

$$T = 2\pi\sqrt{LC}$$
$$\lambda = 2\pi V\sqrt{LC}.$$

On peut enfin la repérer directement en attaquant l'antenne par un transformateur toroïdal qui ne perturbe pas pratiquement sa fréquence de résonance.

Mesure de la hauteur effective. — La hauteur effective d'une antenne de réception est égale à la hauteur de rayonnement de cette même antenne fonctionnant en émetteur. *Par définition,* cette dernière est égale *à la hauteur d'une antenne verticale qui serait parcourue sur toute sa hauteur par un courant égal à celui qui existe au ventre de l'antenne réelle et qui produirait le même champ qu'elle à la surface du sol.*

— Dans quelques cas simples, il est possible de calculer la hauteur effective d'une antenne à partir de ses dimensions géométriques ; par exemple pour une antenne verticale de hauteur géométrique h vibrant en quart d'onde, la hauteur de rayonnement a pour valeur : $h_r = \frac{2h}{\pi} = \frac{\lambda}{2\pi}$.

— Dans le cas général d'une antenne de forme quelconque le calcul direct de la hauteur effective devient pratiquement impossible ou illusoire. Il faut alors passer par l'intermédiaire d'une mesure de rayonnement et remonter à la définition générale de la hauteur effective d'une antenne quelconque.

— Cette hauteur est liée à la valeur du champ créé à une distance d de l'antenne par les formules de rayonnement, par exemple par la formule d'Austin :

$$E = \frac{1{,}25\,I f h_r}{d} A \qquad (36)$$

dans laquelle :

E est le champ exprimé en microvolts par mètre,

h_r la hauteur de rayonnement en mètres,

f la fréquence en kilohertz,
d la distance en kilomètres,
I l'intensité en ampères,
A un coefficient qui exprime l'affaiblissement dû à la propagation.

Dans le cas d'un sol parfaitement conducteur, le coefficient A serait égal à l'unité. Dans le cas usuel d'un sol quelconque il peut s'exprimer sous la forme :

$$A = e^{-\alpha d \sqrt{\frac{f}{300}}} \tag{37}$$

où α est un coefficient qui dépend de la nature du sol entre l'antenne émettrice et le point où l'on mesure le champ. Ses valeurs sont sensiblement :

0,0015	pour l'eau de mer,
0,0025	pour l'eau douce,
0,02 à 0,03	pour un sol moyen bien dégagé,
0,04 à 0,09	pour un sol sec, construit (villes) ou boisé (forêts).

— La méthode de mesure est alors la suivante :
A l'aide d'un émetteur approprié, on met en vibration à la fréquence f l'antenne dont on veut mesurer la hauteur effective et on mesure l'intensité I au ventre du courant (en principe à la base de l'antenne pour une antenne reliée à la terre).

A une distance suffisamment grande pour avoir une onde électro-magnétique, mais pas trop grande pour avoir une intensité de champ assez forte pour faire la mesure et pour réduire les risques de perturbation dues à la propagation au-dessus d'un sol absorbant, en fait quelques longueurs d'onde, on dispose un appareil de mesure de champ (chap. X, § D).

On mesure la valeur E du champ et on calcule la hauteur effective par la formule d'Austin (36) ; soit :

$$h_r = \frac{E d}{1{,}25 I f A}.$$

— En fait, par suite de dyssymétries de l'antenne ou d'accidents de terrain autour de l'émetteur, il peut y avoir des dyssymétries de rayonnement qui viennent perturber la mesure. Il est alors prudent de répéter l'opération en plusieurs points situés à des distances comparables dans diverses directions et d'adopter pour valeur de h_r la moyenne des résultats des diverses mesures.

Mesure de la résistance de rayonnement. — La résistance apparente R_a mesurée par l'une des méthodes décrites plus haut représente la résistance totale de l'antenne comprenant la résistance des conducteurs, la résistance de la prise de terre et la résistance de rayonnement.

Ces diverses résistances sont inséparables par des mesures électriques sur l'antenne. Par contre, en passant par l'intermédiaire de mesures de champ, on peut atteindre directement la résistance de rayonnement.

— Dans le cas d'une antenne reliée au sol et dont les dimensions restent faibles devant la longueur d'onde, comme cela se présente en général pour les ondes longues et moyennes, la valeur de la résistance de rayonnement est liée à celle de la hauteur de rayonnement par la relation :

$$R_r = 160\pi^2 \left(\frac{h_r}{\lambda}\right)^2 = 1\,579 \left(\frac{h_r}{\lambda}\right)^2 \Omega. \tag{38}$$

La mesure de la résistance de rayonnement se ramène alors à celle de la hauteur effective de l'antenne, c'est-à-dire à une mesure de champ.

— Les approximations admises pour établir la formule 38 devenant de plus en plus grossières à mesure que le rapport h_r/λ augmente et les mesures de champ étant sujettes à de nombreuses causes d'erreur lorsque la fréquence s'élève (*voir* chap. X), la méthode de mesure qui précède devient assez incertaine dans les gammes des ondes courtes et très courtes.

— Par contre pour les ondes très courtes, par exemple pour les ondes métriques et plus courtes, le problème change d'aspect et se simplifie en pratique du fait qu'on utilise dans ce cas des antennes indépendantes du sol et disposées au-dessus du sol à une hauteur suffisante (supérieure à $\lambda/2$) pour qu'on puisse pratiquement les considérer comme isolées dans l'espace. La résistance de rayonnement peut alors se calculer *approximativement* par la relation simple:

$$R_r = 80\,\pi^2 \left(\frac{h_r}{\lambda}\right)^2 \Omega. \tag{39}$$

Pour une antenne filiforme vibrant en *demi-onde* et constituant l'antenne type la plus courante dans la gamme des ondes très courtes $\left(h_r = \frac{\lambda}{\pi}\right)$, la résistance de rayonnement prend la valeur fixe de 80 Ω environ (un calcul plus précis donne 73 Ω). Ce résultat reste valable quelle que soit la longueur d'onde sous la seule réserve que l'antenne soit accordée en demi-onde.

Résistances des prises de terre. — Une prise de terre isolée constituant une impédance dont un seul pôle est accessible, sa mesure ne peut être envisagée qu'en la jumelant avec d'autres prises de terre qui permettent de réaliser des circuits fermés à deux pôles.

En électrotechnique, on utilise habituellement, en plus de la prise à mesurer, deux autres prises de terre situées entre elles et par rapport à la première à des distances suffisamment grandes pour qu'on puisse considérer ces diverses prises comme pratiquement indépendantes les unes des autres. On peut alors admettre que chaque prise possède une résistance propre et que la résistance d'un circuit se fermant sur deux quelconques d'entre elles est égale à la somme des résistances de chacune des prises intéressées.

Dès lors, en mesurant à l'aide d'un procédé usuel quelconque, et par permutation, les résistances des prises de terre mises en série deux à deux, on obtient un système de trois égalités à trois inconnues et on peut *calculer* les valeurs des résistances propres de chacune des prises de terre, en particulier de la prise à étudier. On peut également, en fermant un circuit alimenté par une source S sur la prise inconnue T_1 et sur l'une des prises auxiliaires T_2 (fig. *VI-21*), en utilisant la troisième T_3 comme sonde, et en appliquant simplement la loi d'Ohm, déterminer la valeur de la résistance propre de T_1 à l'aide de l'ampèremètre A de résistance faible devant T_1 et du voltmètre V de résistance très grande devant T_3.

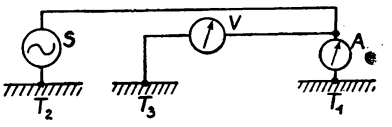


FIG. VI-21.

— En principe, ces deux méthodes, et plus particulièrement la première, sont applicables quelle que soit la fréquence de la source S. On peut par exemple connecter deux à deux les résistances dans un circuit de mesure alimenté par

une source S à fréquence radioélectrique (fig. *VI-22*) et déterminer leurs valeurs par l'un des procédés décrits au chapitre V, § C 3°, p. 327, pour la mesure des faibles résistances.

— Toutefois, il convient de remarquer que les difficultés de mesure et d'interprétation, ainsi que les causes d'erreurs systématiques, croissent rapidement dès que la fréquence s'élève :

a) Les résistances de terre, qui peuvent atteindre plusieurs dizaines d'ohms, introduisent dans le circuit de mesure un amortissement qui peut devenir prohibitif.

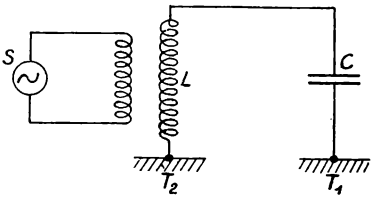


FIG. VI-22.

b) Les circuits constituant les prises de terre ont généralement des dimensions importantes et les diverses prises doivent être considérées, non plus comme de simples résistances, mais comme des impédances complètes de la forme $R + jX$. Les trois égalités fournies par les mesures successives des terres prises deux à deux sont alors des égalités complexes.

c) Les capacités des divers éléments constituant le circuit et surtout des connexions reliant ce circuit aux diverses prises viennent shunter les impédances à mesurer ; comme elles sont importantes et mal définies, l'interprétation des mesures devient malaisée.

d) Les impédances des connexions, forcément assez longues puisque les diverses prises de terre sont obligatoirement éloignées les unes des autres, deviennent également importantes ; leur évaluation est d'autant plus difficile que leur longueur se rapproche davantage de la longueur d'onde.

Pour ces diverses raisons la mesure des prises de terre en fréquence radioélectrique ne peut être envisagée qu'en ondes longues.

— A défaut de procédé plus précis, on peut obtenir un ordre de grandeur de la résistance de terre d'une antenne en mesurant :

a) la résistance apparente totale R_a de l'antenne (p. 399) ;

b) la résistance de rayonnement R_r ;

c) la résistance r des conducteurs évaluée en tenant compte de l'effet de peau en fonction de leurs caractéristiques électriques et géométriques, et en prenant pour valeur de la résistance de terre la différence :

$$R_t = R_a - (R_r + r).$$

Rendement. — En désignant par I_{eff} la valeur efficace du courant dans l'antenne, mesurée au ventre d'intensité, et en supposant connues les diverses résistances de l'antenne évaluées par les procédés qui viennent d'être examinés, on peut calculer :

a) la puissance électrique totale fournie à l'antenne par la source, soit :

$$P_t = R_a I_{eff}^2.$$

b) la puissance rayonnée par l'antenne, soit :

$$P_r = R_r I_{eff}^2.$$

— On peut alors définir et mesurer le *rendement de l'antenne* par le rapport :

$$\eta = \frac{P_r}{P_t} = \frac{R_r}{R_a}. \tag{40}$$

D. — MESURES DES CARACTÉRISTIQUES D'UN RÉSONATEUR A QUARTZ

1° Considérations générales.

Schéma électrique équivalent. — On sait qu'un cristal de quartz piézoélectrique convenablement taillé vibre mécaniquement et que, du fait de ses propriétés piézoélectriques, ces vibrations mécaniques réagissent électriquement sur les électrodes à l'aide desquelles il est couplé au circuit électrique d'excitation.

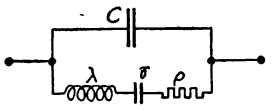


FIG. VI-23.

Dans le cas où les électrodes sont en *contact direct* avec le quartz sur toute leur surface, l'ensemble est équivalent à tous points de vue au schéma électrique représenté sur la figure *VI-23*.

La capacité C représente la capacité des électrodes à travers le quartz, augmentée de la capacité des connexions. Le circuit résonnant série $\lambda\gamma\rho$, constitué par une inductance λ, une capacité γ et une résistance ρ, schématise le quartz et rend compte des réactions électriques provenant des vibrations mécaniques du cristal.

L'intérêt pratique de ce résonateur particulier réside dans les ordres de grandeur des paramètres apparents λ, γ et ρ qui ont des valeurs très différentes de celles que l'on pourrait réaliser avec un circuit électrique ordinaire de même composition schématique.

L'inductance λ est très grande et de l'ordre de 10 à 100 H ; la capacité γ, au contraire, est extrêmement petite et comprise entre 0,1 et 0,02 pF.

La résistance ρ peut prendre des valeurs très diverses comprises, suivant les échantillons de quartz et la fréquence, entre 500 et 10 000 Ω.

Il résulte de ces ordres de grandeur que le facteur de surtension ou de qualité : $Q = \frac{\lambda\omega}{\rho}$ du résonateur est très élevé ; il est toujours supérieur à 1 000, dépasse fréquemment 10 000 et peut même atteindre pour certains cristaux plusieurs centaines de mille.

Dans tous les cas, enfin, il existe un rapport pratiquement constant de l'ordre de 140 à 150 entres les capacités C et γ :

$$\frac{C}{\gamma} \approx 150. \tag{41}$$

— Dans certaines réalisations usuelles, le cristal de quartz repose par une de ses faces sur l'une des électrodes et il existe une lame d'air entre l'autre face et la seconde électrode. Le schéma équivalent prend alors l'aspect de la figure *VI-24* dans laquelle la capacité C' représente la capacité de l'électrode réelle par rapport à une électrode fictive placée sur la face en regard du quartz et schématise la capacité électrode-quartz à travers la lame d'air. Le condensateur C représente alors la capacité de l'électrode fictive par rapport à l'autre électrode réelle sur laquelle repose le cristal.

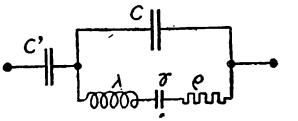


FIG. VI-24.

Comme, en pratique, la réactance de la capacité C' reste faible devant celle des autres éléments du circuit, la discussion du schéma de la figure *VI-24* peut

se ramener à celle du schéma de la figure *VI-23*, la présence du condensateur C' ne modifiant pas sensiblement les propriétés de l'ensemble.

Enfin, dans les réalisations récentes, on élimine cette capacité C' en constituant les armatures d'attaque par une métallisation des faces du quartz.

Pour ne pas compliquer inutilement l'étude du dispositif, nous admettrons donc dans ce qui suit que les électrodes sont en contact direct avec le cristal sur ses deux faces et nous raisonnerons sur le schéma simplifié de la figure *VI-23*.

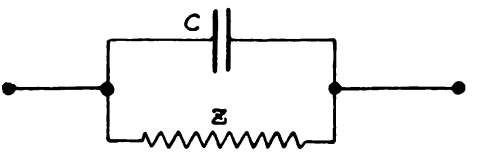


FIG. VI-25.

Impédance apparente. — Pour faciliter les discussions ultérieures, il est commode de simplifier le schéma équivalent et de mettre en évidence les ordres de grandeur relatifs des diverses impédances qui le constituent.

D'après ce qui précède, il est possible de représenter schématiquement le quartz par une capacité constante C (fig. *VI-25*), shuntée par une impédance $\mathfrak{Z}$ telle que :

$$\mathfrak{Z} = \rho + j\left(\lambda\omega - \frac{1}{\gamma\omega}\right) \tag{42}$$

et possédant une pulsation de résonance, égale à celle des vibrations *mécaniques* du quartz, de valeur :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\lambda\gamma}}.$$

— Transformons cette expression de $\mathfrak{Z}$ de façon à mettre en évidence des grandeurs physiques facilement accessibles. On peut écrire, à partir de (42) :

$$\mathfrak{Z} = \frac{1}{\gamma\omega}\left[\frac{\rho}{\lambda\omega}\cdot\lambda\gamma\omega^2 + j(\lambda\gamma\omega^2 - 1)\right].$$

Soit, en faisant figurer le facteur de qualité Q et la pulsation de résonance ω_0 du quartz :

$$\mathfrak{Z} = \frac{1}{\gamma\omega}\left[\frac{1}{Q}\cdot\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1\right)\right]$$

ou encore en considérant seulement les modules :

$$Z = \frac{1}{\gamma\omega}\sqrt{\frac{1}{Q^2}\cdot\frac{\omega^4}{\omega_0^4} + \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1\right)^2}$$

$$= \frac{1}{\gamma\omega}\sqrt{\frac{\omega^4}{\omega_0^4}\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right) - 2\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1}$$

et en développant le calcul comme dans le cas du circuit oscillant (chap. II, § D 2°, p. 186) :

$$Z = \frac{1}{\gamma\omega\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}}\sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left[\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right) - 1\right]^2}.$$

Comme en pratique Q est toujours supérieur à 1 000, on peut négliger $\frac{1}{Q^2}$ devant l'unité et écrire :

$$Z = \frac{1}{\gamma\omega}\sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left[\frac{f^2}{f_0^2} - 1\right]^2}$$

en désignant par f la fréquence de travail et par f_0 la fréquence de résonance du cristal.

En admettant que la fréquence de travail s'écarte peu de la fréquence de résonance du quartz et en désignant par $\Delta f = f - f_0$ le déréglage de f par rapport à la résonance, il vient finalement :

$$Z = \frac{1}{\gamma\omega}\sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left(2\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}. \tag{43}$$

— Dès lors, on trouve comme rapport de l'impédance Z à la réactance de la capacité C qui la shunte :

$$\frac{Z}{\frac{1}{C\omega}} = \frac{C}{\gamma}\sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left(2\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}.$$

Soit, en explicitant la valeur *constante* du rapport $\frac{C}{\gamma}$:

$$\frac{Z}{\frac{1}{C\omega}} \approx 150\sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left(2\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2} \tag{44}$$

— Comme $\frac{1}{Q}$ est très petit par rapport à $\frac{\Delta f}{f_0}$, sauf au voisinage immédiat de l'accord, la relation (44) prend dans la plupart des cas la forme simple :

$$\frac{Z}{\frac{1}{C\omega}} \approx 300\frac{\Delta f}{f_0}.$$

Autrement dit, *sauf au voisinage immédiat de l'accord*, l'impédance Z reste grande devant la réactance du condensateur C et l'impédance apparente de l'ensemble se réduit sensiblement à celle du condensateur C constitué par les électrodes de couplage du cristal de quartz.

2° Mesures de la fréquence propre.

Méthode de l'oscillateur. — Une des applications les plus importantes du quartz piézoélectrique en radiotechnique est son emploi comme stabilisateur de fréquence d'un oscillateur. Dès lors, pour évaluer la fréquence de vibration d'un quartz, on peut l'incorporer dans un oscillateur synchronisé et mesurer la fréquence des oscillations produites. On peut par exemple utiliser le montage classique schématisé sur la figure *VI-26*.

Dans ce montage, équivalent électriquement à celui de la figure *VI-27*, l'amorçage des oscillations est dû à la réaction par la capacité grille-plaque C_{gp}. La fréquence est celle du circuit complexe constitué par le quartz ($C\gamma$)

shunté par la capacité C_{gp} et le circuit d'anode LC''. Par suite du très faible amortissement du cristal et des faibles valeurs de la capacité de réaction C_{gp} et de la capacité γ du quartz, elle est très voisine de la fréquence propre du quartz correspondant à la résonance de la branche $\lambda\gamma$; mais, en toute rigueur, elle ne peut lui être exactement égale.

La méthode de l'oscillateur comporte donc une cause d'erreur systématique et ne peut que fournir une valeur approchée de la fréquence du quartz ; l'écart est en général très faible, environ 1 à 2.10^{-5}, et fonction des caractéristiques des circuits couplés au cristal.

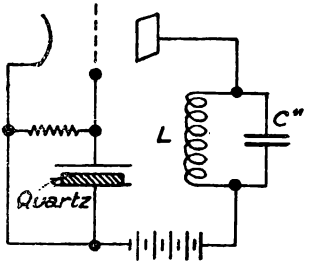


FIG. VI-26.

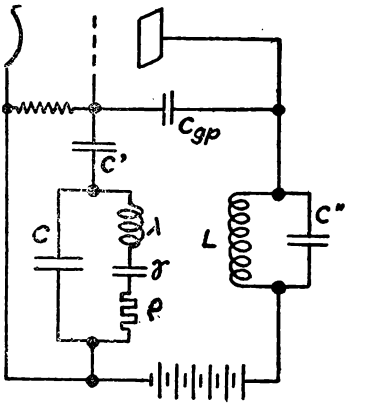


FIG. VI-27.

Méthode de la crevasse. — La méthode de la crevasse, au contraire, permet de mesurer directement et avec une grande précision la fréquence réelle f_0 des vibrations mécaniques du cristal.

Le quartz Q (fig. *VI-28*) est connecté aux bornes d'un circuit oscillant $L\Gamma$ *couplé lâchement*, comme pour une mesure d'impédance par la méthode de la résonance, avec une source S de fréquence réglable et étalonnée ; un voltmètre V permet de mesurer pour chaque fréquence la valeur de la tension aux bornes du circuit.

En remplaçant le quartz par son schéma équivalent (fig. *VI-25*), le circuit prend la forme équivalente représentée sur la figure *VI-29*.

— Tant que la fréquence f de la source est différente de la fréquence de résonance f_0 du quartz, l'impédance $\mathfrak{Z}$ schématisant la branche $\gamma\lambda\rho$ reste très grande et tout se passe pratiquement comme si le circuit oscillant était constitué par une inductance L shuntée par une capacité $\Gamma + C$. La loi de variation de la tension V aux bornes du circuit en fonction de f prend alors l'aspect de la courbe de résonance classique *a b c e g* (fig. *VI-30*).

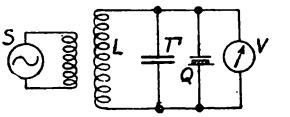


FIG. VI-28.

— Au contraire, lorsque f se rapproche de f_0, l'impédance $\mathfrak{Z}$ diminue rapidement ; au moment de l'accord exact ($f = f_0$) elle se réduit à la résistance apparente ρ du quartz qui peut être faible (500 Ω pour les cristaux de bonne qualité) et la tension V indiquée par le voltmètre tombe à une valeur très petite. On voit alors apparaître dans la courbe de résonance une crevasse *cde* (fig. *VI-30*) dont le sommet *d* correspond exactement à la résonance, $f = f_0$.

— Dès lors, pour mesurer la fréquence propre du quartz, il suffit de relever la courbe de résonance du circuit et de repérer avec soin la fréquence de la source qui correspond à la pointe de la crevasse. La valeur ainsi repérée correspond exactement à la fréquence propres des vibrations mécaniques du cristal définie par la condition $\lambda \gamma \omega_0^2 = 1$.

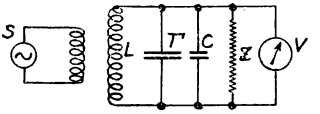


FIG. VI-29.

— Comme le facteur de qualité Q du quartz est toujours très élevé, la crevasse est toujours très fine et la mesure de f_0 est susceptible d'une très grande précision.

— Par contre, et pour la même raison, le relevé expérimental de la crevasse et le réglage exact sur son sommet d sont en général très délicats. Il est indispensable d'opérer avec une source S de *fréquence très stable* et comportant un organe de *réglage fin* de la fréquence, très souple et très progressif.

— Cette méthode, établie plus spécialement pour les mesures dans la gamme des fréquences radio-électriques, reste valable à toutes fréquences, en particulier en basse fréquence.

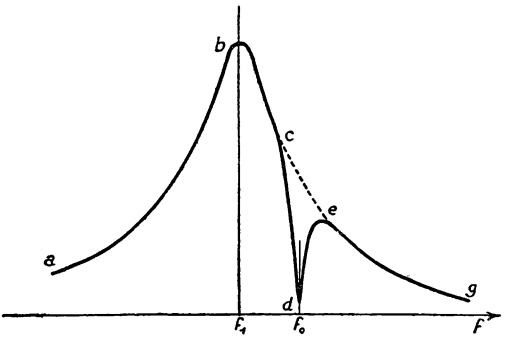


FIG. VI-30.

Méthode des circuits couplés. — Dans le cas où l'on ne dispose pas du matériel spécial pour ces mesures délicates, on peut déterminer une valeur *approchée* de la fréquence d'un quartz piézoélectrique par une méthode simple indiquée dès 1922 par Cady [1].

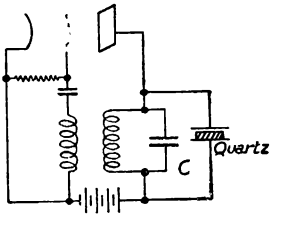


FIG. VI-31.

Le quartz est connecté en parallèle sur un oscillateur auto-entretenu d'un type quelconque et dont on peut faire varier la fréquence d'une façon continue en agissant sur le condensateur C (fig. *VI-31*). Le cristal ayant en fait les propriétés d'un circuit oscillant (fig. *VI-23*) couplé à l'oscillateur, l'ensemble se comporte comme un système de deux circuits couplés quelconques, possédant deux fréquences de résonance et dans lequel se manifestent des changements de régime irréversibles lorsque les deux circuits sont accordés séparément sur la même fréquence.

— Si le quartz n'existait pas, la loi de variation de la fréquence des oscillations en fonction de la capacité suivrait la loi continue :

$$f = \frac{K}{\sqrt{C}}$$

représentée par la courbe de la figure *VI-32*.

[1] *Proc. I. R. E.* vol. 10, n° 2, pp. 83-114, 1922.

— Si le quartz est mis en circuit et si sa fréquence de résonance f_0 se trouve dans la gamme couverte par l'oscillateur, on obtient les courbes représentées (fig. *VI-33*) qui présentent l'aspect bien connu des courbes de résonance irréversible de deux circuits couplés (*voir* par exemple au chapitre VII, § C 3°, p. 442, le fonctionnement de l'ondemètre à absorption).

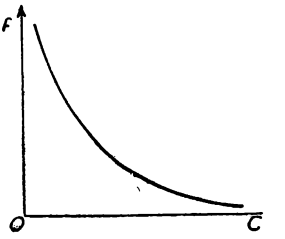


FIG. VI-32.

Comme l'effet synchronisateur du quartz, générateur de l'irréversibilité, se manifeste au moment où la capacité C atteint la valeur C_0 pour laquelle l'oscillateur seul oscillerait précisément sur f_0, on peut repérer sur le graphique la fréquence de résonance f_0 du quartz.

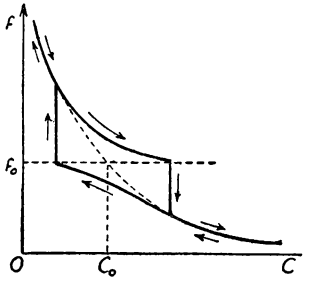


FIG. VI-33.

Conclusions. — On voit par les quelques exemples qui précèdent que les diverses méthodes de mesure que l'on peut mettre en œuvre pour déterminer la fréquence d'un cristal piézoélectrique ne fournissent pas toutes la valeur exacte. Les unes, comme la méthode de la crevasse, permettent d'atteindre avec une bonne précision la fréquence réelle des oscillations mécaniques propres du cristal et constituent les véritables méthodes de mesure. Les autres, plus simples, donnent lieu à des écarts systématiques ou ne fournissent qu'une estimation approximative. Étant donné le très faible amortissement du résonateur à quartz les écarts restent cependant petits et peuvent être négligés en première approximation. Par contre, il faut en tenir compte pour les mesures précises.

2° Mesures des constantes caractéristiques d'un quartz.

Généralités. — Pour pouvoir étudier le fonctionnement d'un cristal piézoélectrique et analyser le comportement des circuits dans lesquels on le connecte, il faut connaître les constantes λ, γ, ρ et C du schéma équivalent de la figure *VI-23*

La mesure de ces constantes sur un cristal donné se ramène à des mesures d'impédances.

Dans la plupart des cas usuels, la fréquence propre du quartz étudié se situe dans la gamme des fréquences radioélectriques. La technique des mesures les plus courantes s'inspire alors des méthodes indiquées au chapitre V pour les mesures d'impédances en haute fréquence. On utilise en général la méthode de la crevasse qui met en œuvre la résonance d'un circuit oscillant et qui s'adapte, plus facilement qu'un pont, aux ordres de grandeur des impédances à mesurer.

Au contraire, dans les cas plus rares de cristaux vibrant sur une basse fréquence, et comme pour les mesures d'impédances en basse fréquence, les méthodes de résonance deviennent d'un emploi plus difficile ; on fait alors usage d'un pont.

Mesures en haute fréquence. — On utilise dans ce cas le montage de la figure *VI-28*, décrit plus haut pour la mesure de la fréquence propre du quartz par la méthode de la crevasse.

Le cristal est connecté en parallèle sur un circuit oscillant $L\,\Gamma$, lui-même couplé lâchement à une source de courant de fréquence réglable et étalonnée S qui crée dans la bobine L une force électromotrice constante E ; un commutateur M permet de mettre le quartz en circuit ou hors circuit. Un voltmètre à lampe V permet de mesurer la tension aux bornes du circuit.

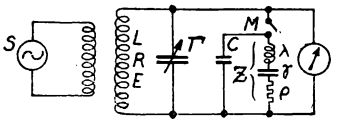


FIG. VI-34.

En remplaçant le cristal par son schéma équivalent (fig. *VI-23*) et en admettant pour simplifier qu'on peut négliger les pertes correspondant au condensateur Γ, aux supports et au voltmètre V, le montage se présente sous l'aspect schématique de la figure *VI-34*.

— Après un réglage préliminaire, le condensateur Γ est laissé fixe et on relève la courbe de résonance du circuit en *faisant varier la fréquence de la source.*

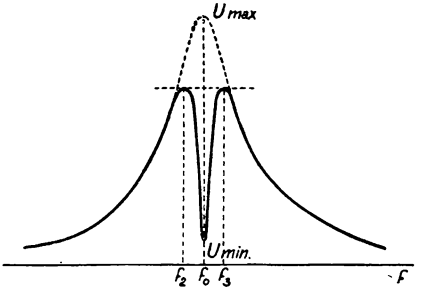


FIG. VI-35.

Réglage préliminaire. — Si la capacité Γ a une valeur quelconque, on obtient une courbe du type représenté sur la figure *VI-30* et présentant une crevasse dont la pointe se produit au moment précis où la fréquence f de la source coïncide avec la fréquence f_0 des vibrations propres du cristal.

En général, la fréquence de résonance du circuit et la fréquence de résonance du cristal sont différentes et la courbe prend l'aspect dyssymétrique de la figure *VI-30* difficile à discuter.

Pour éliminer cette difficulté, on ajuste la capacité Γ à une valeur particulière Γ_1 telle que la fréquence de résonance du circuit vienne coïncider avec celle du quartz. La courbe prend alors l'aspect symétrique de la figure *VI-35*, de discussion plus aisée, et qui est caractérisée par le fait que les deux cornes encadrant la crevasse sont égales, ou du moins symétriques par rapport à f_0.

— Dans ces conditions, la résonance du circuit seul et la résonance du quartz se produisant toutes deux pour une même fréquence f_0, on a entre les constantes caractéristiques du circuit et du cristal une première relation :

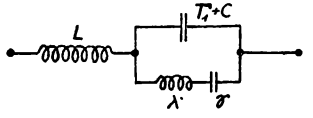


FIG. VI-36.

$$(45) \qquad \lambda\gamma = L(\Gamma_1 + C) = \frac{1}{\omega_0^2}$$

— D'autre part, les fréquences f_2 et f_3 qui correspondent aux sommets des deux cornes sont respectivement égales aux deux fréquences de résonance du circuit bi-onde constitué par le circuit oscillant $L\,(\Gamma_1 + C)$ shunté par l'impédance $\mathfrak{Z}$ du quartz. En négligeant les résistances des circuits on peut trouver facilement leurs valeurs en écrivant que la réactance totale du circuit équivalent, schématisé (fig. *VI-36*), est nulle, soit :

$$0 = \mathrm{j}L\omega + \frac{1}{\mathrm{j}(\Gamma_1 + C)\omega + \dfrac{1}{\mathrm{j}\left(\lambda\omega - \dfrac{1}{\gamma\omega}\right)}}$$

ou encore :

$$\left(\lambda\gamma\omega^2 - 1 - \frac{\gamma}{\Gamma_1 + C}\right) L(\Gamma_1 + C)\omega^2 = \lambda\gamma\omega^2 - 1.$$

En remplaçant les produits $\lambda\gamma$ et $L(\Gamma_1 + C)$ par leurs valeurs (45), cette expression devient :

$$\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 - \frac{\gamma}{\Gamma_1 + C}\right)\frac{\omega^2}{\omega_0^2} = \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1$$

ou :

$$\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1\right)^2 = \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\frac{\gamma}{\Gamma_1 + C}.$$

Soit, en tenant compte de la condition de résonance (45) :

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \pm\sqrt{\frac{L}{\lambda}}.$$

Les fréquences f_2 et f_3 des deux cornes correspondent aux deux racines de cette équation. Tant qu'elles restent voisines de la fréquence f_0 du quartz, leur écart Δf par rapport à cette fréquence satisfait pratiquement à l'égalité :

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \approx 2\frac{\Delta f}{f_0} = \pm\sqrt{\frac{L}{\lambda}}.$$

Elles sont alors *symétriques* de part et d'autre de f_0 et l'on peut écrire :

$$f_3 - f_2 = 2|\Delta f| = f_0\sqrt{\frac{L}{\lambda}}.$$

On en déduit finalement la relation simple suivante entre les fréquences f_2 et f_3 des cornes et les caractéristiques L et λ du circuit :

(46)
$$\frac{f_3 - f_2}{f_0} = \sqrt{\frac{L}{\lambda}}.$$

Mesures. — Avant toute mesure, on réalise avec soin le réglage préliminaire ci-dessus. A cet effet, on règle le condensateur Γ de façon à amener la fréquence de résonance f_1 du circuit (sommet de la courbe de la figure *VI-30*) en coïncidence avec la fréquence f_0 du quartz (sommet de la crevasse). Le réglage s'effectue par approximations successives en réglant alternativement la fréquence de la source sur les deux cornes qui encadrent la crevasse et en ajustant Γ jusqu'à ce que les tensions de pointe correspondantes deviennent symétriques par rapport à f_0.

On repère alors, soit directement, soit en traçant la courbe de résonance complète, les points importants caractéristiques de cette courbe, soit (fig. *VI-35*):

la capacité d'accord Γ_1 du condensateur Γ,
les fréquences f_2 et f_3 des deux cornes,
la fréquence f_0 de la crevasse,
la tension U_{min} aux bornes du circuit au sommet de la crevasse.

— Cela fait, on déconnecte le quartz en ouvrant l'interrupteur M. On met alors hors circuit, en même temps, l'impédance $\mathfrak{Z}$ et la capacité C.

La suppression de $\mathfrak{Z}$ fait disparaître l'amortissement du circuit par le quartz, donc la crevasse, et l'on retrouve une courbe de résonance du type ordinaire (courbe en pointillé de la figure *VI-35*). La suppression du condensateur C produit un déréglage du circuit de mesure dont la fréquence de résonance

devient un peu supérieure à f_0. Pour ramener le circuit à la résonance, il faut alors augmenter la capacité Γ qu'on ajuste à une nouvelle valeur Γ_2, un peu supérieure à la valeur initiale Γ_1, telle que le maximum se produise à nouveau pour f_0. On lit sur le condensateur cette nouvelle valeur Γ_2 et on mesure à l'aide du voltmètre V la valeur U_{max} aux bornes du circuit à la résonance.

Calculs des constantes du quartz. — Quand on se place à l'accord exact (f_0) dans la première opération, c'est-à-dire lorsque le quartz est en circuit et en résonance, le circuit de mesure se comporte comme un circuit simple, d'inductance L et de capacité $\Gamma_1 + C$, shunté par la résistance ρ du quartz $\left(\text{car } \lambda\omega_0 = \frac{1}{\gamma\omega_0}\right)$.

Les conditions de résonance du circuit et du quartz donnent alors (45) :

$$\text{(47)} \qquad \begin{cases} L(\Gamma_1 + C)\omega_0^2 = 1 \\ \lambda\gamma\omega_0^2 = 1 \end{cases}$$

de plus, la tension U_{min} aux bornes du circuit a pour valeur :

$$U_{\min} = QE$$

avec :

$$\frac{1}{Q} = \frac{R}{L\omega_0} + \frac{L\omega_0}{\rho}.$$

Comme, en règle générale, la résistance ρ du quartz est faible et produit un amortissement considérable du circuit (crevasse), l'amortissement provenant de la bobine $\left(\frac{R}{L\omega_0}\right)$ est négligeable devant celui qui est dû au quartz $\left(\frac{L\omega_0}{\rho}\right)$ et l'on a pratiquement :

$$\text{(48)} \qquad U_{\min} \approx \frac{\rho}{L\omega_0} E.$$

— Lorsqu'on a déconnecté le quartz et rétabli la résonance du circuit en ajustant Γ à la valeur Γ_2, on a de même :

$$\text{(49)} \qquad L\Gamma_2\omega_0^2 = 1$$

$$\text{(50)} \qquad U_{\max} = \frac{L\omega_0}{R} E = Q_0 E$$

où $Q_0 = \frac{L\omega_0}{R}$ est le facteur de qualité du circuit de mesure *seul* que l'on peut mesurer comme il a été dit au chapitre V, § C 2°, p. 320).

— Enfin, la mesure des fréquences f_2 et f_3 des cornes donne la relation (46) :

$$\text{(51)} \qquad \sqrt{\frac{L}{\lambda}} = \frac{f_3 - f_2}{f_0}.$$

— La combinaison de ces diverses relations donne finalement pour valeurs des paramètres caractéristiques du quartz :
de (51) et (49)

$$\lambda = L\left(\frac{f_0}{f_3 - f_2}\right)^2 = \frac{1}{\Gamma_2\omega_0^2}\left(\frac{f_0}{f_3 - f_2}\right)^2 = \frac{1}{4\pi^2\Gamma_2(f_3 - f_2)^2}$$

de (48) et (50)

$$\rho = Q_0 L \omega_0 \frac{U_{min}}{U_{max}} = \frac{Q_0}{\Gamma_2 \omega_0} \cdot \frac{U_{min}}{U_{max}}$$

$$Q = \frac{\lambda \omega_0}{\rho} = \frac{1}{Q_0} \left(\frac{f_0}{f_3 - f_2} \right)^2 \frac{U_{max}}{U_{min}}$$

de (47) et (49)

$$C = \Gamma_2 - \Gamma_1$$

de (51), (47) et (49)

$$\gamma = \Gamma_2 \frac{L}{\lambda} = \Gamma_2 \left(\frac{f_3 - f_2}{f_0} \right)^2$$

$$\frac{C}{\gamma} = \left(1 - \frac{\Gamma_1}{\Gamma_2} \right) \left(\frac{f_0}{f_3 - f_2} \right)^2.$$

Remarques. — Comme pour la détermination de la fréquence du quartz par la méthode de la crevasse, ces mesures sont délicates à cause du très faible amortissement du cristal et il faut disposer d'une *source très stable* comportant un *organe de réglage* de la fréquence *très progressif*. Sous ces deux réserves fondamentales, la mesure ne comporte aucune difficulté particulière.

Par ailleurs :

a) Comme la capacité C est en général faible, sa mesure par différence des capacités de résonance Γ_2 et Γ_1 peut comporter une erreur assez forte. Il peut être plus avantageux de mesurer directement cette capacité par la méthode des faibles capacités (chap. V, § C 5°, p. 339) en opérant à une fréquence suffisamment éloignée de f_0 pour que l'impédance du quartz soit pratiquement égale à celle de la capacité C des armatures (Z très grand).

b) Le mode opératoire qui précède suppose que l'on peut mesurer successivement les tensions U_{min} et U_{max} avec le voltmètre V. Or ρ et par suite U_{min} sont faibles, alors que U_{max}, mesuré sans quartz, peut être beaucoup plus grand. Pour cette raison, il est souvent difficile de mesurer ces deux tensions avec un même voltmètre ; comme on ne peut changer le voltmètre en cours de mesures sans risquer d'introduire des modifications des caractéristiques du circuit oscillant de référence, cette méthode devient d'un emploi difficile dans le cas des quartz de bonne qualité.

On tourne la difficulté en mesurant directement la valeur de ρ par des méthodes de substitution.

Mesures directes de ρ. — Une première solution consiste à opérer avec le montage de la figure *VI-34* utilisé pour les mesures par la méthode de la crevasse. On commence par faire le réglage exact à la résonance ($f = f_0$) et on adapte la sensibilité du voltmètre pour repérer facilement la tension U_{min} au sommet de la crevasse, au besoin avec un amplificateur.

On déconnecte le quartz (clef M ouverte), on refait l'accord en ajustant Γ à sa valeur Γ_2 et on shunte le circuit par une résistance réglable étalonnée R'. Enfin, on ajuste la valeur de cette résistance de façon à ramener la tension aux bornes du circuit à sa valeur précédente U_{min} ; on a alors :

$$\rho = R'.$$

— On peut également utiliser un montage potentiométrique du type représenté sur la figure *VI-37*. Une source S, à fréquence variable f, débite dans une résistance R_3, à travers le quartz Q, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un potentiomètre $R_1 R_2$ qui permet de régler sa tension. Un voltmètre V permet de mesurer la tension aux bornes de R_3.

Quand la fréquence de S est très éloignée de la fréquence de résonance f_0 du quartz, celui-ci se comporte comme une très faible capacité ; le couplage est très lâche et le voltmètre V dévie très peu.

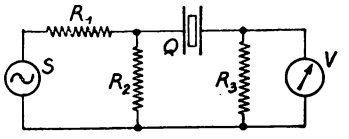


FIG. VI-37.

Au contraire, si $f = f_0$, l'impédance du quartz se réduit à sa résistance ρ et devient très faible relativement ; la déviation du voltmètre V devient importante et passe par un maximum au moment précis de la résonance.

— Pour faire la mesure, on règle la fréquence f de la source pour avoir le maximum de déviation du voltmètre ; on repère cette déviation, puis on remplace le quartz par une résistance réglable et étalonnée R'. Enfin on ajuste R' pour ramener le voltmètre à sa graduation initiale ; on a alors comme ci-dessus :

$$\rho = R'.$$

— Remarquons que, si la fréquence f de la source est étalonnée, ce mode opératoire fournit une méthode de mesure de la fréquence f_0 de résonance du quartz.

Influence des lames d'air. — Souvent, le cristal de quartz est placé entre deux plateaux métalliques et repose sur l'un d'eux. Il existe alors entre l'autre plateau et le quartz une lame d'air qui constitue un résonateur mécanique couplé énergiquement avec le cristal vibrant. Toutes les fois que la fréquence f_0 est égale à la fondamentale ou à un harmonique de la lame d'air, c'est-à-dire si l'épaisseur de la lame d'air est de la forme : $\varepsilon = k\frac{\lambda}{2}$, où λ est la longueur d'onde *acoustique* dans l'*air* correspondant à f_0, la lame d'air entre en résonance et réagit plus ou moins fortement sur les caractéristiques des vibrations du cristal. En particulier on peut avoir des variations de la fréquence propre f_0 et surtout des variations apparentes importantes de ρ dues à l'énergie absorbée par les vibrations de la lame d'air.

— Si l'on peut craindre de tels effets, qui perturbent complètement tous les essais, il suffit de faire plusieurs mesures pour diverses valeurs de l'épaisseur de la lame d'air et de s'assurer que, dans la gamme de fréquence utilisée, il ne se produit aucune résonance parasite.

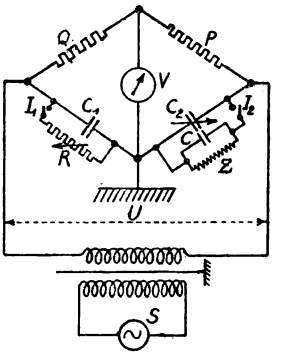


FIG. VI-38.

Mesures en basse fréquence. — Lorsque la fréquence devient trop faible pour que la méthode précédente reste utilisable, on peut employer un pont de Sauty sous la forme indiquée par la figure *VI*-38, en admettant que les capacités C_1 et C_2 soient pratiquement sans pertes.

Le quartz est connecté en parallèle aux bornes de la capacité variable C_2 de l'un des bras ; un interrupteur I_2 permet de le mettre en ou hors circuit.

De même, dans l'autre bras, une résistance réglable étalonnée R peut être mise en parallèle aux bornes du condensateur fixe C_1 par la clef I_1.

Dans la diagonale « indicateur » on connecte en général un voltmètre à lampe V présentant une impédance d'entrée pratiquement infinie, ou tout autre appareil similaire : oscilloscope, amplificateur, etc.

L'équilibrage des capacités parasites s'effectue par les moyens indiqués au chapitre II, § A.

Réglages préliminaires. — Lorsque les interrupteurs I_1 et I_2 sont ouverts, le pont fonctionne comme un pont de Sauty simple et l'équilibre est obtenu en donnant à C_2 une valeur telle que l'on ait :

$$Q C_1 = P C_2. \tag{52}$$

Si l'on ferme I_2, I_1 restant ouvert, on place en parallèle sur C_2 l'ensemble schématisé par la capacité C et l'impédance $\mathfrak{Z}$ du cristal. Tant que la fréquence de la source est éloignée de la fréquence du quartz, Z est grand devant $\frac{1}{C\omega}$ et tout se passe comme si l'on connectait seulement aux bornes de C_2 la capacité C de la monture du quartz. Dès lors, quelle que soit la fréquence f, pourvu qu'elle reste suffisamment éloignée de f_0, l'équilibre du pont est obtenu par une valeur C'_2 de C_2, telle :

$$Q C_1 = P(C'_2 + C). \tag{53}$$

Mesures de l'amortissement. — Dès lors si, dans les mêmes conditions (I_1 ouvert, I_2 fermé) et en maintenant C_2 à sa valeur particulière C'_2, on fait varier progressivement la fréquence de la source, le pont reste en équilibre tant que f reste assez écarté de f_0. Au contraire, au voisinage de la résonance, l'impédance Z du quartz diminue et tend vers son minimum ρ lorsqu'on a exactement $f = f_0$; le pont est alors déréglé ; la tension indiquée par le voltmètre V croît rapidement et passe par un maximum à la résonance.

Cette pointe de tension est fonction des caractéristiques du quartz et d'autant plus importante et plus fine que ρ est plus faible donc le cristal moins amorti. Son relevé et son analyse permettent, comme dans le cas d'une courbe de résonance, de mesurer l'amortissement du résonateur constitué par le quartz.

— En désignant par U la tension d'attaque du pont et en tenant compte du réglage préliminaire (52-53) qui impose la condition :

$$C'_2 + C = C_2$$

— la tension V qui apparaît aux bornes du voltmètre a pour valeur :

$$V = U\left[\frac{\dfrac{1}{\mathrm{j}C_1\omega}}{\dfrac{1}{\mathrm{j}C_1\omega} + \dfrac{1}{\mathrm{j}C_2\omega + \dfrac{1}{\mathfrak{Z}}}} - \frac{Q}{Q+P}\right]$$

$$= U\left[\frac{\mathrm{j}C_2\omega + \dfrac{1}{\mathfrak{Z}}}{\dfrac{1}{\mathfrak{Z}} + \mathrm{j}(C_1 + C_2)\omega} - \frac{Q}{Q+P}\right]$$

$$= U\,\frac{\mathrm{j}\omega(PC_2 - QC_1) + \dfrac{P}{\mathfrak{Z}}}{(P+Q)\left[\dfrac{1}{\mathfrak{Z}} + \mathrm{j}(C_1 + C_2)\omega\right]}.$$

Soit, en tenant compte de la condition d'équilibre préliminaire (52) :

$$V = \frac{U}{\mathfrak{Z}} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{Q}{P}\right)\left[\frac{1}{\mathfrak{Z}} + j(C_1 + C_2)\omega\right]}.$$

D'après ce qui a été dit plus haut (§ 1°, p. 408), l'impédance $\mathfrak{Z}$ reste en général grande devant la réactance $\frac{1}{C\omega}$ du quartz ; elle est donc encore plus grande par rapport à la réactance totale $\frac{1}{C_2\omega}$ de la branche du pont et *a fortiori* devant le terme $\frac{1}{(C_1 + C_2)\omega}$. On peut toujours d'ailleurs choisir C_1 et C_2 pour que $\frac{1}{\mathfrak{Z}}$, même à la résonance ($\mathfrak{Z} = \rho$), reste négligeable devant le terme $(C_1 + C_2)\omega$.

D'autre part, le module Z de l'impédance apparente du quartz est lié aux caractéristiques du cristal par la relation 43 (p. 408) :

$$Z = \frac{1}{\gamma\omega}\sqrt{\frac{1}{Q_0^2} + \left(2\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}$$

en désignant par Q_0 le facteur de qualité du quartz.

— On a donc *pratiquement*, en *module*, ou en valeur efficace :

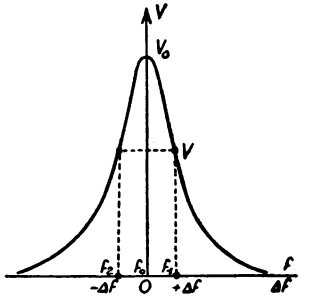


FIG. VI-39.

$$V \approx \frac{U}{\sqrt{\frac{1}{Q_0^2} + \left(2\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}} \frac{1}{\left(1 + \frac{Q}{P}\right)\frac{C_1 + C_2}{\gamma}}$$

expression de la forme :

$$V \approx \frac{KU}{\sqrt{\frac{1}{Q_0^2} + \left(2\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}}$$

en désignant par K une constante, puisque C_1, C_2, P et Q sont maintenus constants pendant toute la mesure.

— Cette relation est tout à fait similaire à celle qui régit la courbe de résonance de tension d'un circuit oscillant (chap. II, § D 3°, p. 192). Elle montre que la loi de variation de la tension V indiquée par le voltmètre est identique à une courbe de résonance et affecte la forme de la figure *VI-39, pratiquement symétrique* par rapport à la fréquence de résonance f_0 et identique à la courbe de la figure *II-54.*

— A la résonance exacte ($f = f_0$ ou $\Delta f = 0$) :

on a : $$V_0 = Q_0 K U.$$

Pour une fréquence voisine f, distante de Δf de f_0, on a :

$$V = \frac{KU}{\sqrt{\frac{1}{Q_0^2} + \left(2\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}} = \frac{V_0}{\sqrt{1 + \left(2Q_0\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}}.$$

— Comme dans le cas d'un circuit oscillant, on peut donc mesurer le facteur de qualité du quartz en mesurant la tension V_0 à la résonance et la tension V pour un déréglage Δf à partir de l'accord, soit :

$$Q_0 = \frac{f_0}{2\Delta f}\sqrt{\left(\frac{V_0}{V}\right)^2 - 1}.$$

— Comme dans le cas d'un circuit oscillant également, on peut améliorer la précision des mesures en mettant à profit la symétrie de la courbe et en mesurant, non pas la fréquence de résonance f_0, mais les deux fréquences f_1 et f_2 (fig. *VI-39*) pour lesquelles on obtient une même tension V.

On calcule alors :

$$\Delta f = \frac{f_1 - f_2}{2}$$

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

donc :

$$Q_0 = \frac{1}{2}\cdot\frac{f_1 + f_2}{f_1 - f_2}\sqrt{\left(\frac{V_0}{V}\right)^2 - 1}. \tag{54}$$

Mesure de la résistance ρ. — La mesure par déréglage qui précède permet de déterminer le rapport $Q_0 = \frac{\lambda\omega_0}{\rho}$.

Pour évaluer λ et ρ, il faut mesurer par ailleurs l'une de ces grandeurs. On peut facilement mesurer ρ au pont.

On règle la fréquence de la source exactement sur la fréquence f_0 correspondant au maximum V_0 de V, pour laquelle l'impédance Z du quartz se réduit à la résistance ρ qui shunte alors la branche $C'_2 + C$ du pont.

Cela fait, on ferme l'interrupteur I_1 de façon à connecter la résistance R en parallèle sur C_1 et on règle sa valeur pour ramener le pont à l'équilibre ; on a alors :

$$\rho = R\frac{P}{Q}. \tag{55}$$

Dépouillement. — Les réglages préliminaires donnent, par combinaison des relations 52 et 53 :

$$C = C_2 - C'_2.$$

On tire en outre des relations 54 et 55 :

$$\rho = R\frac{P}{Q}$$

$$\frac{\lambda\omega_0}{\rho} = Q_0 = \frac{1}{2}\cdot\frac{f_1 + f_2}{f_1 - f_2}\sqrt{\left(\frac{V_0}{V}\right)^2 - 1}$$

et par suite, en tenant compte de la condition de résonance du quartz $\lambda\gamma\omega_0^2 = 1$:

$$\lambda = \rho\frac{Q_0}{\omega_0}$$

$$\gamma = \frac{1}{\lambda\omega_0^2}.$$

— On atteint ainsi successivement les diverses grandeurs caractéristiques du quartz. La méthode ne comporte aucune difficulté d'application, sauf celle qui résulte du très faible amortissement du cristal (courbe de résonance très pointue) et qui nécessite d'opérer avec une source très stable et réglable en fréquence d'une façon très progressive.

— Rappelons pour terminer que les considérations simples qui précèdent reposent sur une approximation, à savoir que le terme $(C_1 + C_2)\,\omega$ est très grand devant $\frac{1}{\omega S}$. Il ne faut pas oublier d'y satisfaire au moment du montage du pont. On suppose en outre que, dans la zone d'utilisation de la courbe de résonance, f reste très voisin de f_0, condition automatiquement satisfaite dans le cas d'un quartz de très faible amortissement.

Remarque. — Plus généralement, des montages du type précédents, dérivés du pont de Sauty ou du pont de Maxwell, sont utilisés pour mesurer l'*impédance motionnelle* des transducteurs électromécaniques (sondeurs, haut-parleurs).

Mesure de l'activité. — Pour les cristaux utilisés comme oscillateurs, par exemple comme pilote d'un émetteur radioélectrique, on se contente souvent de mesurer ce que l'on appelle l'*activité* du cristal, c'est-à-dire son aptitude à entretenir des oscillations de fréquence donnée.

L'essai se limite alors à un simple contrôle du bon fonctionnement d'un

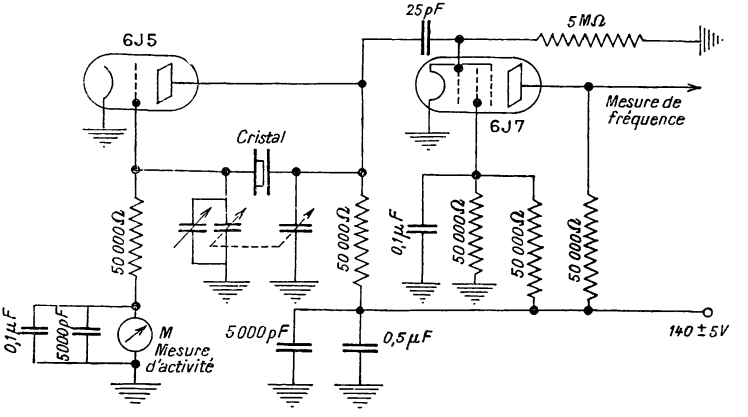


FIG. VI-40.

oscillateur de référence sur lequel on connecte le cristal. Un montage utilisable jusqu'à 10 MHz est représenté sur la figure *VI-40.*

L'activité est *repérée* par l'intensité des oscillations entretenues dans le montage, elle-même mesurée par la valeur du courant de grille du tube d'entretien lue sur le microampèremètre *M.* La fréquence des oscillations est mesurée par un procédé quelconque à la sortie de l'amplificateur.

E. — MESURES DES AFFAIBLISSEMENTS

Définitions. — Les organes, pour lesquels on est conduit à mesurer l'affaiblissement, sont en principe des lignes, des circuits intermédiaires quelconques, des affaiblisseurs, ou plus généralement des quadripôles, assurant la liaison entre une source de courant à haute fréquence et un circuit de charge ou un appareil d'utilisation.

— Le plus souvent, ces organes sont prévus pour débiter sur un circuit de charge pratiquement équivalent à une résistance pure R de valeur donnée, dite résistance de charge normale, et leur impédance d'entrée est elle-même une résistance pure égale à R.

— Dans ces conditions l'affaiblissement est bien défini et mesuré par le rapport des tensions produites à l'entrée de l'affaiblisseur et à la sortie, c'est-à-dire aux bornes de l'impédance de charge. On l'exprime en général en décibels par la relation :

$$20 \lg \frac{V_1}{V_2}.$$

Mesures directes. — Lorsqu'il est possible d'alimenter l'affaiblisseur dans des conditions telles que les tensions V_1 (à l'entrée) et V_2 (à la sortie) soient suffisamment grandes pour pouvoir être mesurées avec des voltmètres, on peut mesurer directement ces tensions et en déduire la valeur de l'affaiblissement, comme il a été dit plus haut pour le contrôle de l'affaiblissement d'une ligne (chap. VI, § B, p. 391). Le montage d'essai affecte alors l'aspect de la figure *VI-41*

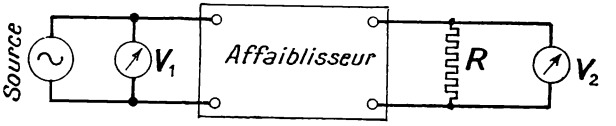


FIG. VI-41.

— Dans le cas où l'on dispose d'une source de tension réglable et étalonnée, on peut utiliser le montage de la figure *VI-42*, sur laquelle R représente la résistance de charge de l'affaiblisseur et V_3 un indicateur de tension quelconque non étalonné.

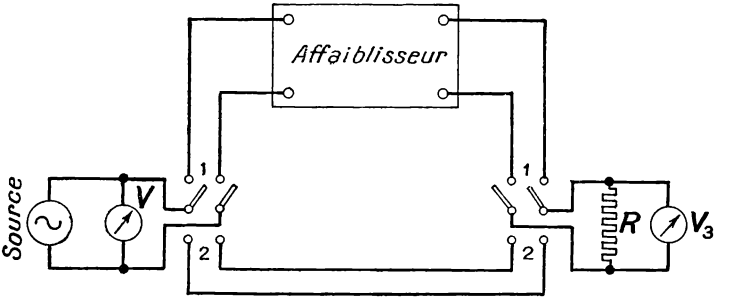


FIG. VI-42.

La mesure de l'affaiblissement s'effectue alors en deux opérations :

a) Les inverseurs étant placés sur leurs positions 1, on ajuste le niveau de la source à une valeur V_1, lue sur le voltmètre V, de façon à amener l'indicateur de sortie V_3 sur un repère θ.

b) On place les inverseurs sur leur position 2 et on ajuste le niveau de la source de façon à ramener sur son repère θ l'indicateur V_3. On lit sur le voltmètre V la valeur V_2 correspondante de la tension de la source et on calcule l'affaiblissement par la relation :

$$20 \lg \frac{V_1}{V_2} \text{ dB}.$$

— Dans le cas où l'impédance d'entrée de l'affaiblisseur étudié aurait une valeur R_0 différente de R et où la valeur de l'impédance de la charge connectée aux bornes de la source aurait une répercussion sur la valeur de sa tension de sortie, on remplacerait le montage de la figure *VI-42* par celui de la figure *VI-43*.

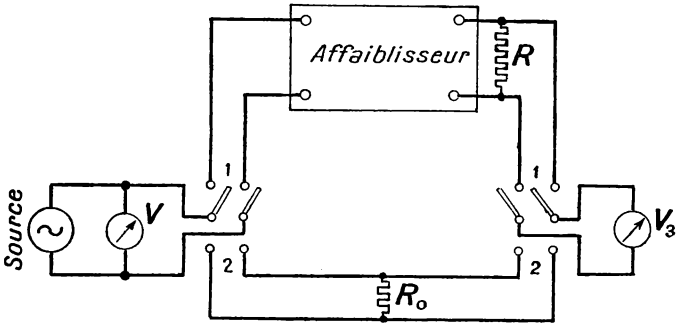


FIG. VI-43.

Comparaison avec un affaiblisseur étalon. — Si l'affaiblisseur étudié ne peut supporter, à l'entrée, une tension suffisamment élevée pour être mesurable au voltmètre, ou possède un affaiblissement important tel que la tension de sortie V_2 ne soit plus mesurable, les modes opératoires qui précèdent ne sont plus utilisables. Il faut alors opérer par comparaison avec un affaiblisseur réglable étalonné.

— Dans le montage de la figure *VI-44*, l'affaiblisseur inconnu et l'affaiblisseur étalon sont alimentés, en parallèle, sous une même tension, par une source quelconque à la fréquence de la mesure. Les deux affaiblisseurs sont fermés chacun sur leur résistance de charge normale respective R et R' (qui peuvent être différentes). La comparaison des tensions de sortie, aux bornes de R et R', est effectuée à l'aide d'un indicateur de tension quelconque, mais sensible, dont l'impédance d'entrée est grande par rapport à R et R' pour ne pas perturber les circuits de charge des affaiblisseurs. On peut utiliser dans ce but un amplificateur accordé sur la fréquence de travail et suivi d'un indicateur de sortie quelconque.

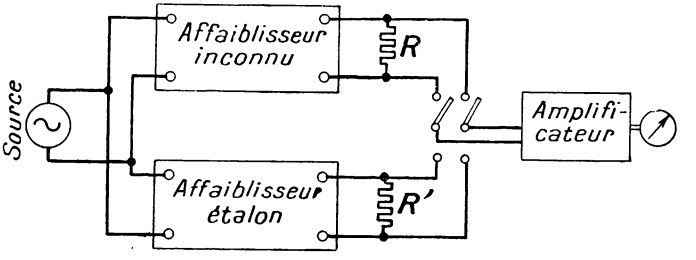


FIG. VI-44.

La mesure consiste essentiellement à ajuster l'affaiblisseur étalon de façon que la déviation de l'indicateur soit la même pour les deux positions de l'inverseur. La valeur de l'affaiblissement lue sur l'étalon donne celle de l'affaiblissement de l'appareil étudié.

— On peut utiliser comme étalon un affaiblisseur de l'un des types décrits au chapitre I, § F 2° et 3°.

— En pratique, on utilise souvent comme affaiblisseur réglable étalon l'affaiblisseur de sortie d'un générateur étalonné. Dans ce cas, on ne peut plus réaliser le montage en parallèle de la figure *VI-44*. On peut alors utiliser le montage de la figure *VI-45*, identique à celui de la figure *VI-43*, dans lequel la source variable se trouve constituée par le générateur étalonné.

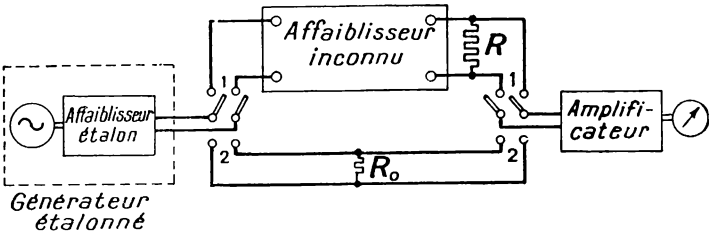


FIG. VI-45.

La mesure est effectuée en deux opérations :

a) L'affaiblisseur étalon étant placé sur une position repérée, par exemple la position d'affaiblissement minimal (signal maximal) et les inverseurs sur leurs positions 1, on ajuste la sensibilité de l'amplificateur pour amener l'indicateur sur un repère θ.

b) On place les inverseurs sur leurs positions 2 et on ajuste l'affaiblisseur étalon de façon à ramener l'indicateur sur son repère θ.

La *variation* d'affaiblissement de l'affaiblisseur étalon est alors égale à l'affaiblissement de l'appareil étudié.

— Dans le cas où l'appareil étudié est un affaiblisseur réglable comportant une ou plusieurs manettes permettant de faire varier l'affaiblissement de l'appareil sans modifier son impédance d'entrée, on peut simplifier le montage comme l'indique la figure *VI-46*.

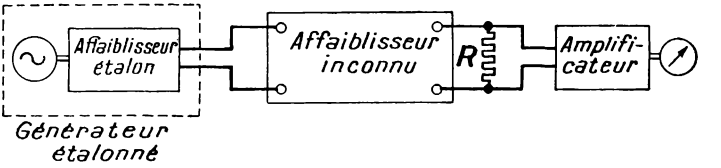


FIG. VI-46.

La mesure des divers échelons de l'appareil étudié s'effectue alors comme suit : L'affaiblisseur inconnu étant placé au maximum d'affaiblissement et l'affaiblisseur étalon au minimum, on ajuste la sensibilité de l'amplificateur de façon à amener l'indicateur sur un repère θ. Cela fait, on manœuvre successivement plot par plot les diverses manettes de réglage de l'affaiblisseur étudié et, à chaque fois, on ajuste l'affaiblisseur étalon de façon à ramener l'indicateur sur son repère θ. Les *variations* successives de l'affaiblisseur étalon mesurent respectivement les divers échelons d'affaiblissement de l'appareil étudié.

— Dans les deux cas représentés par les figures *VI-45* et *VI-46*, l'affaiblissement inconnu à mesurer est égal à la variation de l'affaiblisseur étalon. On peut alors utiliser comme étalon, en le connectant en série avec un générateur quelconque, un affaiblisseur, tel que l'*affaiblisseur à transformateur sinusoïdal* (chap. I § F, 3°, p. 112) dont la variation d'affaiblissement entre deux positions quelconques de la bobine mobile est susceptible d'être évaluée avec précision à

partir d'une simple mesure d'angle de rotation. Ce type d'étalon est pratiquement utilisable pour réaliser des variations d'affaiblissement pouvant aller jusqu'à 20 dB. On peut aussi utiliser dans ce but un affaiblisseur à piston (chap. I, § F 3° p. 117)

Remarque importante. — Les divers montages représentés sur les figures *VI-41* à *46* ne sont que des schémas de principe.

Dans le cas où l'on opère à fréquence radioélectrique, il convient évidemment de prendre dans leur réalisation toutes les précautions habituelles pour éliminer les effets parasites dus aux connexions et aux couplages inductifs ou capacitifs entre les divers organes constitutifs. Dans ce but, il est indispensable de blinder individuellement tous ces organes et de réduire systématiquement la longueur des connexions à des valeurs très faibles (de l'ordre du centimètre) ou de remplacer ces connexions par des câblesblin dés convenablement adaptés à leurs extrémités.

En particulier, pour réaliser les commutations schématisées sur les diverses figures par des inverseurs, il convient d'utiliser, comme voltmètres ou indicateurs de tension, des appareils munis d'une tête mobile blindée de faibles dimensions, que l'on enfiche, directement et alternativement, à la sortie des affaiblisseurs ou à la sortie du générateur constituant la source de courant.

De même, les résistances de charge, connectées suivant les cas à la sortie des affaiblisseurs ou à la sortie du générateur, doivent être réalisées, de préférence, sous forme d'éléments blindés se raccordant directement sur les douilles de sortie des appareils.

Étalonnage d'un affaiblisseur. — Pour l'étalonnage ou le contrôle d'un affaiblisseur, le problème se ramène aux cas précédents dès que l'on dispose d'un affaiblisseur étalon.

— Une application, qui se présente fréquemment en pratique, est le contrôle de l'affaiblisseur de sortie d'un générateur étalonné. On utilise dans ce cas le montage de la figure *VI-46* en intervertissant les rôles des deux affaiblisseurs, c'est-à-dire en considérant comme inconnu l'affaiblisseur incorporé dans le générateur et en disposant un affaiblisseur étalon réglable en série entre les bornes de sortie du générateur et l'indicateur de tension.

— Lorsqu'on ne dispose pas d'affaibliseur étalon, de précision suffisante à la fréquence de mesure, il est nécessaire d'effectuer l'étalonnage à partir de mesures absolues.

— Dans le cas d'affaiblisseurs à résistances, on peut calculer la valeur de l'affaiblissement à partir de la mesure des diverses résistances ou la mesurer directement en courant continu ou en basse fréquence par comparaison avec un réducteur potentiométrique étalonné. Cependant les capacités parasites, les inductances des connexions et les couplages éventuels entre éléments, en particulier entre les circuits d'entrée et les circuits de sortie, pouvant amener en haute fréquence des modifications importantes de l'affaiblissement, il est indispensable de vérifier le fonctionnement des appareils et d'en refaire, s'il y a lieu, l'étalonnage à la fréquence de la mesure.

Ce mode opératoire s'impose *a priori* dans le cas d'affaiblisseurs d'un type quelconque.

— Pour les affaiblissements ne dépassant une vingtaine de décibels, on peut utiliser dans ce but le montage de la figure *VI-47*.

— Un générateur *S*, à la fréquence de la mesure, attaque l'entrée de l'affaiblisseur à étalonner sous une tension *sinusoïdale* constante *U*, *repérée* par une

diode D_1 qui débite un courant continu constant I dans une résistance potentiométrique étalonnée P.

La tension de sortie V est de même repérée par une diode D_2, polarisée par le curseur du potentiomètre P et fonctionnant en voltmètre de crête (chap. I, § D 1°, p. 65).

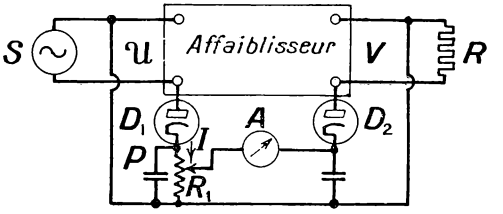


FIG. VI-47.

En ajustant le curseur du potentiomètre P à la naissance du courant dans l'indicateur A, et en désignant par R_1 la résistance du tronçon de P correspondant à la position du curseur, l'*amplitude* V_1 de la tension de sortie de l'affaiblisseur se trouve repérée par la relation :

$$V_1 = R_1 I.$$

En répétant l'opération pour diverses positions des organes de réglage de l'affaiblisseur, on repère de la même façon les diverses tensions de sortie :

$$V_2 = R_2 I$$

et on en déduit les valeurs correspondantes des divers affaiblissements réalisés :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2}{R_1}.$$

En pratique, cette relation simple se trouve perturbée par l'influence du courant résiduel de la diode D_2 (chap. I, § D 1°, p. 69). Mais il est possible de faire disparaître la difficulté en adoptant comme critère de réglage une valeur particulière du courant dans l'indicateur A, telle que la tension de polarisation $R_1 I$ soit exactement proportionnelle à V_1 (chap. I, § D 1°, p. 71).

F. — MESURE DE L'IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE D'UN QUADRIPOLE SYMÉTRIQUE

Dans le cas d'un quadripôle symétrique, la valeur de l'impédance caractéristique $\mathfrak{Z}_c$ est liée aux valeurs particulières de l'impédance d'entrée, mesurées :

a) en mettant en court-circuit les bornes de sortie du quadripôle ($\mathfrak{Z}_{cc}$),

b) en laissant ces bornes à circuit ouvert ($\mathfrak{Z}_{co}$)

par la relation simple et générale :

$$\mathfrak{Z}_c = \sqrt{\mathfrak{Z}_{cc} \cdot \mathfrak{Z}_{co}}.$$

— Dès lors, la mesure de l'impédance caractéristique d'un quadripôle symétrique se ramène aux deux mesures des impédances d'entrée $\mathfrak{Z}_{cc}$ et $\mathfrak{Z}_{co}$. Un exemple particulier de ce type de mesure a été rencontré ci-dessus dans le cas d'une ligne (chap. VI, § B 2°, p. 382).

CHAPITRE VII

MESURES DES FRÉQUENCES RADIOÉLECTRIQUES

A. — CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

Dans la gamme des fréquences radioélectriques la fréquence joue un rôle très important et sa connaissance se trouve à la base de la plupart des mesures, en particulier pour toutes les mesures utilisant une méthode de résonance.

La mesure de la fréquence tient donc dans cette gamme une place privilégiée qui se trouve accentuée par certains caractères tout à fait remarquables de la fréquence.

Par définition, la fréquence d'un phénomène périodique est égale au nombre de périodes de ce phénomène par seconde. Dès l'instant où l'on dispose d'un moyen de comptage du nombre de périodes, la mesure d'une fréquence se ramène à celle d'un temps. Nous verrons dans ce qui suit que l'on sait réaliser des moyens de comptage susceptibles d'une précision aussi grande qu'on le désire. La précision d'une mesure de fréquence se ramène donc à celle de la détermination d'un temps, c'est-à-dire en définitive à celle du temps moyen défini par les pendules de l'Observatoire.

— Pour ces raisons, la mesure des fréquences est susceptible d'une précision considérable absolument inconnue dans les autres domaines des sciences. Par ailleurs, seule parmi toutes les grandeurs physiques, la fréquence jouit du privilège remarquable de se conserver en tous points d'un réseau, aussi complexe qu'on le voudra, avec ou sans fil, et par conséquent de pouvoir être mesurée à distance quelconque sans perdre de sa précision.

Ces considérations expliquent la place tenue par les mesures de fréquence et le nombre important des procédés de mesure proposés, lesquels se répartissent d'ailleurs en deux grandes classes.

Mesures absolues et de haute précision. — Ces mesures prennent comme référence les pendules de l'Observatoire et mettent en œuvre des méthodes de comptage dont la précision peut être rendue supérieure à celle de la connaissance du temps moyen. En définitive la précision des mesures devient sensiblement égale à celle du temps moyen et peut atteindre de ce fait une fraction de cent-millionième (10^{-8} à 10^{-9}).

— Pour effectuer ces mesures de très haute précision il est nécessaire de mettre en œuvre un appareillage important. L'organe central et fondamental est un oscillateur de référence de très grande stabilité, à quartz ou à diapason, et de fréquence quelconque *a priori*.

— Une chaîne de démultiplicateurs permet de réduire cette fréquence dans un rapport *connu sans erreur* (nombre entier) et d'obtenir une fréquence voisine de celle des pendules de l'Observatoire (une période par seconde). Enfin un appareil spécial permet la comparaison des deux fréquences avec une précision

de l'ordre du milliardième (10^{-9}), donc l'étalonnage de l'oscillateur de référence avec une précision de l'ordre de celle des horloges astronomiques.

— De l'autre côté, une chaîne de multiplicateurs permet d'obtenir avec la même précision toute la suite des fréquences harmoniques jusqu'aux gammes radioélectriques élevées (500 MHz).

— Ces méthodes de haute précision sont réservées aux mesures de laboratoire et à l'étalonnage des étalons secondaires de fréquence. Nous ne les examinerons pas ici et renverrons le lecteur aux ouvrages spécialisés (1).

Mesures usuelles. — Pour les mesures usuelles courantes la précision précédente est superflue ; de plus le matériel qu'elle exige est trop compliqué et trop encombrant. On utilise alors des étalons secondaires de fréquence, désignés sous les noms d'ondemètres ou de fréquencemètres, de réalisation et de manipulation plus simples.

Ces appareils ont une gamme d'utilisation limitée et permettent de mesurer une fréquence quelconque dans cette gamme. En utilisant un jeu d'étalons convenablement échelonnés et en nombre suffisant, on peut mesurer une fréquence quelconque dans toute l'étendue de la gamme radioélectrique jusqu'aux ondes les plus courtes.

Leur étalonnement est réalisé à partir des étalons primaires de haute précision. La précision des mesures est sensiblement inférieure à celle des mesures absolues et variable suivant le type de fréquencemètre utilisé ; elle s'échelonne en moyenne entre quelques centièmes (10^{-2}) et quelques cent-millièmes (10^{-5}).

Dans ce qui suit, nous nous limiterons systématiquement à l'examen des méthodes de mesure d'utilisation courante.

B. — COMPARAISON DE DEUX FRÉQUENCES

1° Généralités.

La comparaison de deux fréquences est à la base des mesures de haute précision, mais elle est également d'un usage fréquent pour les mesures courantes.

En basse fréquence (chap. III, § C 2°, p. 221) elle est réalisable aisément à l'aide d'un oscilloscope cathodique qui permet de tracer des figures de Lissajous et de comparer avec une très grande précision deux fréquences égales ou dans un rapport simple.

En principe, rien ne s'oppose à ce qu'on utilise la même méthode pour les fréquences plus élevées et même jusqu'aux fréquences radioélectriques. Mais, en fait, la précision nécessaire des réglages augmentant avec la fréquence (p. 222), les difficultés expérimentales deviennent telles qu'il est très difficile de stabiliser la figure de Lissajous. La méthode de comparaison à l'oscilloscope cathodique est alors inutilisable pratiquement, du moins pour les mesures courantes, dans la gamme des fréquences radioélectriques.

On lui substitue le plus souvent des méthodes de comparaison qui s'accommodent d'une précision moindre, tout en permettant cependant, dans le cas où l'on désire effectuer des mesures soignées, de retrouver une précision de réglage comparable à celle des mesures à l'oscilloscope cathodique, c'est-à-dire théoriquement illimitée.

(1) B. DECAUX, *Mesures de fréquences de haute précision.* Cours de l'École Supérieure d'Électricité.

Ces méthodes sont utilisées pratiquement pour mesurer une fréquence inconnue f par comparaison avec une fréquence étalonnée f_0.

Plusieurs cas pratiques peuvent se rencontrer :

a) La fréquence à mesurer f est fixe, par exemple celle d'un émetteur ou d'un oscillateur à point fixe. Dans ce cas on utilise comme référence un oscillateur étalonné, désigné sous le nom d'*ondemètre ou de fréquencemètre hétérodyne*, dont la fréquence est réglable d'une façon continue. On règle alors f_0 de façon à l'amener en coïncidence avec f, ou dans un rapport connu avec f, et on en déduit immédiatement la valeur de f à partir de l'étalonnage de f_0.

b) La fréquence à mesurer est réglable d'une façon continue dans une certaine gamme, par exemple lorsqu'on se propose d'étalonner un ondemètre hétérodyne. On peut alors utiliser comme référence une suite de repères fixes constitués par les divers harmoniques d'un oscillateur à fréquence fixe étalonnée f_0 et répartis dans la gamme de l'ondemètre à étalonner. On fait alors varier la fréquence f de façon à l'amener successivement en coïncidence avec les divers repères étalonnés et on réalise par points l'étalonnage de l'ondemètre.

c) On peut enfin avoir à mesurer une fréquence fixe f et ne disposer comme étalon que d'un oscillateur à point fixe f_0, fournissant une série d'harmoniques de fréquences connues mais fixes. Il est alors impossible d'amener la fréquence f en coïncidence avec l'un des harmoniques étalonnés. Dans ce cas, on est conduit à interpoler entre deux points fixes voisins encadrant la fréquence inconnue f, ou à mesurer l'écart Δf entre cette fréquence et l'un des repères fixes.

— Les diverses méthodes de mesure se distinguent les unes des autres par le procédé mis en œuvre pour constater l'identité des deux fréquences à comparer ou pour mesurer leur écart Δf.

2° Méthode du battement ou méthode hétérodyne.

Principe. — Imaginons pour fixer les idées qu'on ait à mesurer une fréquence fixe f, fournie par une source entretenue S, à l'aide d'un oscillateur S_0 également à onde entretenue, de fréquence variable et étalonnée f_0.

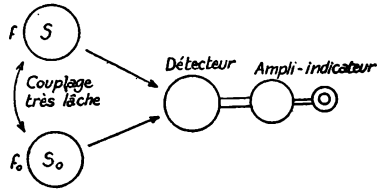


FIG. VII-1.

On fait battre les deux sources dans un détecteur D (fig. *VII-1*), suivi d'un amplificateur et d'un indicateur de battement quelconque. Toutes précautions sont prises pour qu'il n'y ait entre les deux sources aucun couplage susceptible de provoquer des réactions mutuelles et des entraînements ou synchronisations de fréquence.

A la sortie du détecteur on obtient un courant à la fréquence du battement, soit :

$$f_b = |f - f_0| = \Delta f.$$

En faisant varier f_0, on peut amener f_b dans la gamme des fréquences musicales, ou des fréquences infrasonores ; à la limite, si l'on fait exactement $f_0 = f$, la fréquence du battement devient nulle. On peut alors repérer cette égalité, donc mesurer f. La précision de la mesure varie à volonté suivant la technique opératoire adoptée pour observer le battement.

Contrôle acoustique. — A la sortie de l'amplificateur, on place comme indi-

cateur de battement un simple écouteur téléphonique. Lorsque f_0 se rapproche de f, on commence par percevoir un sifflement très aigu qui devient de plus en plus grave et parcourt toute la gamme des fréquences musicales ; lorsque f_0 devient de l'ordre de 40 à 50 Hz, l'oreille cesse de percevoir le battement devenu infrasonore et l'on observe une zone de silence qui se prolonge jusqu'au moment où, après avoir passé le point $f_0 = f$, on retrouve un battement de l'ordre de 40 à 50 Hz. Après quoi le son, fourni par le téléphone, traverse à nouveau la gamme des fréquences musicales et finit par se perdre dans les notes aiguës ultra-sonores (10 000 à 15 000 Hz).

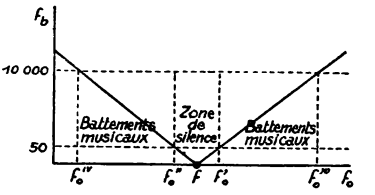


FIG. VII-2.

La loi de variation de la fréquence de battement f_b affecte la forme indiquée sur la figure *VII-2*. Entre deux zones de battements musicaux on observe un trou, ou plage de silence, limitée par deux fréquences f_0' et f_0'' distantes de f d'environ $\pm$ 50 Hz.

Pour effectuer la mesure, il suffit donc de repérer les bords f_0' et f_0'' de la plage de silence et de prendre pour f la valeur moyenne.

De ce fait, la mesure comporte une indécision de $\pm$ 50 Hz, donc une erreur de l'ordre de :

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{50}{f}.$$

— En pratique le bruit de fond de l'amplificateur se trouve souvent modulé par le battement de fréquence $f_b = (f - f_0)$ en sorte que l'on continue à percevoir ce battement, même lorsque sa fréquence tombe très au-dessous de la limite des fréquence audibles. On arrive ainsi à le saisir jusqu'aux environs de $f_b = 10$ Hz, ce qui correspond à une précision de mesure de $\frac{10}{f}$, soit 3.10^{-5} pour une onde de 1 000 m.

— Lorsque la fréquence f devient grande, cette précision limite devient exagérément élevée pour les mesures courantes ; on peut alors la réduire à volonté dans des proportions importantes en centrant la mesure, non plus sur les bords de la plage de silence, mais sur deux repères quelconques symétriques des zones musicales. A la limite, dans le cas des ondes courtes, on peut prendre comme référence les bords extrêmes f_0''' et f_0^{IV} des zones musicales, ce qui correspond à une précision de l'ordre de $\frac{10^4}{f}$.

— Dans le cas où l'une des sources S ou S_0 est soumise à une modulation périodique de fréquence, comme cela se produit fréquemment sur certains oscillateurs à ondes courtes alimentés par un réseau alternatif, les battements sont eux-mêmes modulés en fréquence et la zone de silence peut disparaître. Par contre les zones musicales subsistent et donnent lieu dans le téléphone à des sons roulés. Cette circonstance réduit la précision de la mesure mais ne l'empêche pas.

— En définitive, cette méthode de mesure est très souple et utilisable dans une gamme de fréquence très étendue ; plus spécialement réservée aux mesures de précision, elle permet cependant des mesures courantes simples. Sa précision croît avec la fréquence et peut varier à volonté entre $\frac{10}{f}$ et $\frac{10^4}{f}$.

Contrôle visuel. — Dans le dispositif de la figure *VII-1*, on peut remplacer l'écouteur téléphonique par un indicateur visuel, par exemple un simple ampèremètre de sensibilité appropriée ou un œil cathodique connecté après le détecteur. On peut également faire agir directement sans détecteur les sources à haute fréquence sur un indicateur visuel comme une lampe au néon ou un oscilloscope, sensibles à la valeur de l'amplitude de la tension résultante.

Lorsque la fréquence du battement f_b est élevée, l'éclat de la lampe au néon paraît stable et l'aiguille de l'ampèremètre reste au zéro. Par contre, si elle devient suffisamment faible, l'éclat de la lampe ou l'aiguille suivent les fluctuations du signal de sortie et l'on peut observer à la vue le battement de fréquence f_b.

Lorsque f_0 devient très voisin de f, ce battement devient très lent ; il est alors possible de compter et de chronométrer les périodes d'écart entre f et f_0. On retrouve dans ce cas une précision considérable (théoriquement illimitée) comparable à celle que l'on obtient en basse fréquence avec l'oscilloscope.

Cette méthode n'est utilisable que pour les mesures de précision et à condition d'opérer sur des sources de fréquences suffisamment basses ou très stables. Elle complète la méthode précédente et permet, sans compliquer l'appareillage, d'avoir une précision quelconque.

Utilisation pratique. Inconvénients. — Dans les conditions usuelles d'utilisation, les sources S et S_0 ne sont pas rigoureusement sinusoïdales et comportent de nombreux harmoniques. De ce fait, il y a battement, non seulement entre les termes fondamentaux de fréquences f et f_0, mais également entre tous leurs harmoniques ; on obtient alors des battements très complexes susceptibles de donner lieu à des *erreurs grossières* si l'on n'opère pas avec soin et méthode.

— Imaginons pour commencer que la source étalonnée S_0 soit parfaitement sinusoïdale et que la source de fréquence f à mesurer comporte des harmoniques. Dans ce cas, on observe un battement, non seulement lorsque f_0 est égal à f, mais chaque fois que f_0 vient coïncider avec un harmonique de f. On a donc des battements en réglant successivement f_0 sur les valeurs : f, $2f$, $3f$..., nf.

En général, les harmoniques étant plus faibles que le terme fondamental, l'intensité du battement est d'autant plus faible que le rang de l'harmonique utilisé est plus élevé ; on peut alors distinguer sans difficulté le terme fondamental.

Mais, si la source de fréquence f est très déformée, il peut arriver que certains harmoniques soient importants et que les battements correspondants aient une intensité comparable à celle du battement sur le terme fondamental. Dans ce cas, il y a doute et l'on peut faire une erreur grave qui consiste à s'accorder sur un harmonique aux lieu et place du fondamental. Pour lever le doute, il faut analyser avec soin les divers accords ; le terme fondamental correspond à la fréquence la plus faible sur laquelle on obtient un battement ; dans le cas où il est en dehors de la gamme couverte par l'oscillateur étalonné f_0, on peut l'identifier en mesurant les fréquences harmoniques successives observables et en remarquant que l'écart entre deux fréquences consécutives quelconques est constant et égal à la fréquence fondamentale. De plus, celle-ci est égale au plus grand commun diviseur des fréquences donnant lieu à un battement.

— Imaginons maintenant que, au contraire, la source à mesurer S soit parfaitement sinusoïdale et que la source étalon S_0 comporte des harmoniques importants. Il y a battement chaque fois qu'un harmonique de f_0 vient battre

avec la source de fréquence f ; autrement dit, on perçoit des battements en accordant successivement la source étalonnée sur les « sous-harmoniques » $\frac{f}{2}, \frac{f}{3} \ldots \frac{f}{n}$ de la source inconnue.

Dans ce cas, l'accord sur le terme fondamental correspond à la fréquence la plus élevée qui est alors égale au plus petit commun multiple des diverses fréquences d'accord observées.

— Si les deux sources possèdent simultanément des harmoniques, on observe les deux séries de battements principaux qui précèdent. On a en outre un battement chaque fois qu'un harmonique de l'une des sources vient coïncider avec un harmonique de l'autre ; mais cette nouvelle série de battements est en général moins intense que les deux premières et peut, par ce seul fait, s'en distinguer assez facilement.

Notons enfin, comme moyen pratique de sélection des battements, que, si l'on fait varier d'*une façon continue* la fréquence de l'une des sources, par exemple S_0, la fréquence d'un harmonique de rang « n » varie « n » fois plus rapidement que celle du terme fondamental. Il en résulte que les battements dus aux harmoniques défilent rapidement alors que ceux qui sont dus au terme fondamental donnent lieu à une variation relativement lente de la fréquence de battement.

— En résumé, la méthode du battement est susceptible d'une très grande précision de mesure, mais, du fait de la complexité du spectre des battements, on peut facilement confondre le terme fondamental et un harmonique, donc faire une *erreur grave*. Dans le cas où il y a doute, il est prudent de *dégrossir* la mesure à l'aide d'un procédé moins précis, mais à l'abri des erreurs dues aux harmoniques (par exemple un ondemètre à résonance), et d'achever la détermination précise de f par la méthode du battement jouant le rôle de *vernier*.

— Il va de soi que cette précision ne peut être réellement obtenue que s'il n'y a aucune réaction de la source étalonnée sur la fréquence de la source à mesurer. Dans le cas contraire, il y a synchronisation des deux sources lorsqu'on approche de l'égalité des fréquences et l'on obtient une zone de silence ou de battement nul d'autant plus large que le couplage entre les deux circuits est plus serré. La mesure perd alors toute signification. Il est fondamental en pratique d'éliminer avec soin toutes les causes de couplage.

Procédés d'interpolation. — Si la fréquence à mesurer f est fixe et si la fréquence étalonnée, au lieu d'être réglable, comporte seulement des repères fixes, par exemple les harmoniques d'un oscillateur à quartz, on obtient des battements à fréquence fixe $(f_0 - f)$ et l'on ne peut plus réaliser la coïncidence de f_0 et de f.

L'interpolation peut se faire à l'aide d'un oscillateur auxiliaire à fréquence variable qu'on étalonne sur les repères fixes étalons encadrant la fréquence f à mesurer et qu'on peut amener ensuite en coïncidence avec f.

On peut également mesurer directement l'écart de fréquences $\Delta f = |f_0 - f|$ à partir d'un repère connu en mesurant la fréquence des courants à basse fréquence sortant du détecteur. On peut utiliser dans ce but l'un quelconque des procédés décrits au chapitre III (§ C 2°, p. 220) pour la mesure des basses fréquences : pont, fréquencemètre à résonance, fréquencemètre à lectures directes ou oscilloscope.

Battement de courants à fréquence musicale. — Si, au lieu d'opérer sur des courants à fréquence radioélectrique f_0 et f, on opère sur deux courants

de fréquences musicales f_0' et f', on obtient encore un battement à fréquence $|f_0' - f'|$. Mais dans ce cas la détection est inutile ; on perçoit dans l'écouteur un son de fréquence f' dont l'amplitude varie périodiquement avec la fréquence $|f_0 - f'|$.

Si f_0 devient très voisin de f la cadence du battement devient très lente et l'on peut facilement compter les écarts de périodes des deux sources. A la limite, si f_0' devient égal à f', le battement disparaît et l'on perçoit un son de fréquence f' et d'amplitude constante. On peut ainsi comparer à l'oreille deux sons de fréquences voisines avec une précision considérable, comparable à celle que peut fournir la comparaison directe à l'oscilloscope cathodique.

3° Méthode du double battement.

Principe. — Dans le cas de la méthode du battement simple utilisant le montage de la figure *VII-1*, la précision est limitée, si l'on emploie le contrôle acoustique, par la présence de la zone de silence $f_0' f_0''$ (fig. *VII-2*).

Il est possible, tout en conservant le contrôle acoustique, de faire disparaître cette zone de silence. A cet effet, on fait battre à l'entrée du détecteur avec les deux sources S_0 et S une troisième source S_0' (fig. *VII-3*), dont la fréquence diffère de la fréquence à mesurer f d'une quantité f_b correspondant à une fréquence acoustique, par exemple 1 000 Hz.

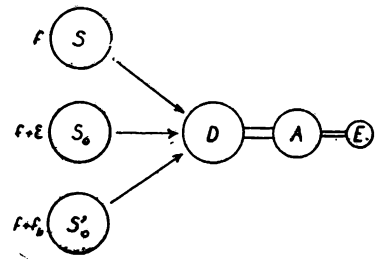


FIG. VII-3.

— Imaginons qu'on ait amené f_0 à une valeur $f + \varepsilon$ très voisine de f, produisant un battement de fréquence infrasonore ε, et mettons en service la source auxiliaire de fréquence $f + f_b$.

Cette source bat *simultanément* avec les deux premières ; le battement de S_0' avec S donne à la sortie du détecteur un courant à fréquence musicale $(f + f_b) - f = f_b$; le battement de S_0' avec S_0 donne un courant à fréquence : $(f + f_b) - (f + \varepsilon) = f_b - \varepsilon$, c'est-à dire également musicale. Les deux courants musicaux battent à leur tour dans l'écouteur et produisent un son musical de fréquence f_b dont l'amplitude varie périodiquement avec la fréquence : $f_b - (f_b - \varepsilon) = \varepsilon$.

Si ε est faible, on peut chronométrer à l'oreille la cadence du battement, donc compter l'écart ε des fréquences à comparer f et f_0.

— On obtient ainsi une précision de réglage comparable à celle que fournit un contrôle visuel, c'est-à-dire théoriquement illimitée. La précision de la mesure dépend uniquement de la stabilité des sources principales S et S_0 et de la précision d'étalonnage de f_0.

— La source auxiliaire S_0' n'intervenant que pour faire apparaître dans l'écouteur un son audible de fréquence f_b, quelconque *a priori* pourvu qu'elle reste dans la gamme musicale, la valeur de sa fréquence n'est pas critique ; en outre, sa stabilité est sans influence sur la précision de la mesure et il n'y a aucune précaution spéciale à prendre à son sujet.

Utilisation pratique. — Les remarques faites plus haut au sujet de la complexité des battements dans le cas où les sources à comparer comportent des harmoniques restent valables bien entendu dans le cas actuel. Comme nous

avons, non plus deux mais trois oscillateurs en service, possédant chacun leur spectre d'harmoniques, la complexité est considérablement accrue, au point que le réglage pratique devient inextricable si l'on opère sans méthode en allumant simultanément les trois oscillateurs. Il devient très simple au contraire en opérant comme suit :

— On commence par mettre en service les oscillateurs S et S_0 seuls, comme pour la mesure par la méthode du battement simple, et on règle f_0 de façon à obtenir un battement infra-sonore ε, c'est-à-dire en se plaçant dans la zone de silence (à battement nul).

Cela fait, on met en service l'oscillateur auxiliaire S_0' et on règle sa fréquence de façon à faire apparaître dans l'écouteur un son musical quelconque. On perçoit alors automatiquement le battement de fréquence ε et il ne reste plus qu'à parfaire le réglage de la fréquence étalon f_0 pour amener ε à une valeur aussi faible qu'on le désire.

— En définitive, on retrouve des conditions de réglage comparables à celles que fournit la méthode du battement simple avec contrôle visuel. Le seul résultat de la méthode du double battement est donc de substituer le contrôle acoustique au contrôle visuel pour le cas où ce mode opératoire ne pourrait être utilisé.

Elle permet en outre, à l'aide d'un seul montage, d'utiliser la méthode du battement simple pour exécuter des mesures rapides et de disposer de la grande précision du double battement sur les points importants. Par contre, elle nécessite une troisième source à fréquence variable, donc un appareillage plus compliqué.

4° Repères étalons usuels de fréquence.

Dans les laboratoires courants de radiotechnique, les mesures de fréquence sont les plus aisées car on dispose en général, sans installations spéciales compliquées, de nombreux repères étalonnés de fréquence.

Le moyen le plus simple, pour les applications usuelles, consiste à utiliser, comme repères étalonnés de fréquence, les divers émetteurs de radiodiffusion dont les fréquences sont actuellement connues avec une précision meilleure que 10^{-5}. En outre, certains émetteurs spéciaux émettent à certaines heures des ondes de fréquence étalon de haute précision ; par exemple le Bureau of Standard, en Amérique, fait des émissions de référence sur 5 000 kHz avec une précision meilleure que 10^{-6}.

On dispose ainsi d'un nombre important de repères étalons, répartis dans la gamme radioélectrique usuelle. Pour les utiliser, il suffit d'accorder un récepteur sur l'onde de référence choisie et de faire battre avec elle dans le récepteur la source à étalonner en opérant par la méthode du battement. On peut également faire battre avec l'onde de référence un harmonique de rang connu d'un multivibrateur réglé sur un sous-multiple de la fréquence étalon ; on obtient alors une série de fréquences étalonnées, constituées par tous les harmoniques du multivibrateur, et s'étendant sur une gamme de fréquence très étendue. Par exemple, avec un émetteur de radiodiffusion dont la fréquence est multiple de 10 kHz, on peut prendre un multivibrateur accordé sur 10 kHz qui fournit toute une série de repères de 10 en 10 kHz.

— En France, le Laboratoire National de Radioélectricité distribue, par ligne téléphonique, un courant de fréquence étalon à 1 000 Hz (1 kHz) connue avec une précision meilleure que 10^{-7}.

Ce courant fournit directement dans la gamme des fréquences musicales un nombre important de repères pour l'étalonnage des oscillateurs à basse fréquence par comparaison à l'oscilloscope cathodique (chap. III, § C 2°, p. 221).

Elle peut également fournir une gamme importante de repères de fréquences radioélectriques par l'équipement simple suivant :

On accorde exactement sur 10 000 Hz un oscillateur à basse fréquence en amenant au repos la figure de Lissajous d'un oscilloscope attaqué simultanément par cet oscillateur et par les courants de fréquence étalon à 1 000 Hz.

Cela fait, on fait agir l'oscillateur à basse fréquence à l'entrée d'un second oscilloscope dont on synchronise la base de temps de façon à obtenir sur l'écran une seule période stable de l'oscillogramme.

A la sortie de l'amplificateur de balayage (attaquant les plaques de déviation horizontale de l'oscilloscope) on dispose alors d'une tension en dents de scie, de fréquence 10 kHz, très riche en harmoniques et qui peut être utilisée à la façon d'un multivibrateur. En couplant cette tension (à travers une petite capacité) avec le circuit d'entrée d'un récepteur, on peut isoler successivement tous ses harmoniques et obtenir dans toute la gamme radioélectrique usuelle une suite de fréquences repères de 10 en 10 kHz. La précision d'étalonnage ne dépend que de la précision d'accord de l'oscillateur à basse fréquence, c'est-à-dire de la stabilité de la figure de Lissajous. Elle peut être facilement de l'ordre du hertz pour la fréquence de base de 10 000 Hz, soit donc voisine de 10^{-4} en valeur relative pour tous les repères harmoniques.

— On peut encore démultiplier dans un rapport connu la fréquence de la source à étalonner en faisant agir cette source sur un oscilloscope dont on synchronise la base de temps sur un sous-harmonique de la fréquence inconnue. Le rapport exact des deux fréquences est obtenu en comptant le nombre de périodes qui apparaissent sur l'écran de l'oscilloscope.

Avec les oscilloscopes usuels, on obtient facilement un rapport de l'ordre de 10 ; en mettant en cascade deux ou plusieurs oscilloscopes, on peut alors ramener une fréquence radioélectrique quelconque dans la gamme musicale et effectuer sa mesure avec une précision aussi grande qu'on le désire en la comparant à la fréquence étalon du L. N. R. ou à un harmonique de cette fréquence.

C. — ONDEMÈTRES — FRÉQUENCEMÈTRES

1° Définition et propriétés générales.

— On désigne sous le nom d'ondemètres ou de fréquencemètres des appareils possédant une caractéristique de fréquence variable, repérable et étalonnée. Ils constituent des étalons secondaires de fréquence et sont utilisés pour mesurer la fréquence d'une source ou la fréquence d'accord d'un récepteur ; ils sont gradués directement, suivant les cas et les gammes d'ondes à mesurer, en longueurs d'onde ou en fréquences.

— Tous ces appareils comportent comme organe fondamental un circuit oscillant dont la fréquence de résonance constitue la caractéristique de fréquence repère et étalonnée. Ils se distinguent les uns des autres par les dispositions particulières et les méthodes d'utilisation qui permettent de les comparer aux appareils à étalonner. Leurs proprités découlent directement de celles des circuits oscillants qui ont été développées au chapitre II, § D.

— Un circuit oscillant se compose essentiellement (fig. *VII-4*) d'une inductance fixe L, de résistance R et de facteur de qualité $Q = \frac{L\omega}{R}$, et d'un condensateur variable C de pertes négligeables. La manette de commande du condensateur porte une graduation étalonnée en fonction de la fréquence de résonance du circuit :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

ou en fonction de la longueur d'onde correspondante pour une onde se propageant dans le vide :

$$\lambda_0 = 2\pi V\sqrt{LC}$$

où V est la vitesse de la lumière dans le vide ($V = 3.10^8$ m/s).

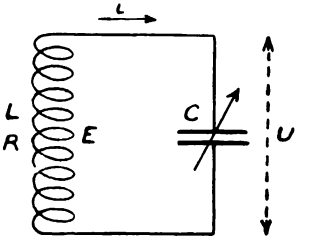


FIG. VII-4.

Le contrôle de la résonance, donc le réglage du condensateur C à l'accord, s'obtient en utilisant certains critères particuliers de la loi de variation en fonction de C, soit du courant i dans le circuit, soit de la tension u à ses bornes. A chacun de ces deux modes d'emploi correspond un type de mesure.

Résonance de courant. — Plaçons le circuit de la figure *VII-4* dans le champ d'une émission créant dans la bobine une force électromotrice E d'amplitude, de fréquence et de phase constantes. Si l'on fait varier la capacité C, l'amplitude du courant dans le circuit varie suivant la loi :

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}.$$

La courbe correspondante $I = f(C)$ se présente sous l'aspect de la figure *VII-5 a* ; elle passe par un maximum pour une certaine valeur C_0 de C telle que :

$$LC_0\omega^2 = 1$$

et est d'autant plus pointue que le facteur de qualité Q de la bobine est plus grand et inversement ; elle est dyssymétrique par rapport à C_0.

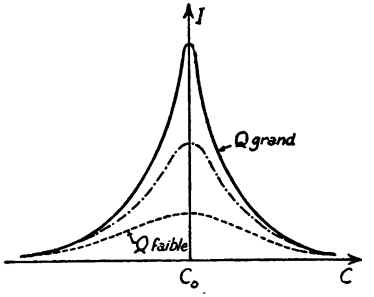


FIG. VII-5 *a*.

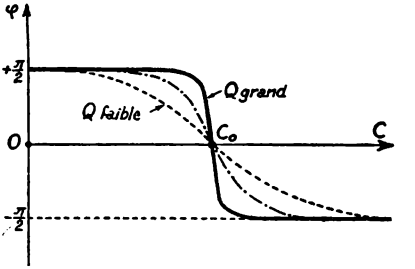


FIG. VII-5 *b*.

Le déphasage φ du courant par rapport à la force électromotrice varie d'autre part, suivant la loi :

$$\operatorname{tg}\varphi = -\frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R} = -Q\left(1 - \frac{C_0}{C}\right)$$

traduite par une courbe du type représenté sur la figure *VII-5 b*. A la résonance $C = C_0$, le courant est en phase avec la force électromotrice. Au passage par la résonance, sa phase s'inverse de π d'autant plus rapidement que le circuit oscillant est moins amorti. Dans le cas où la qualité de la bobine est très grande, l'inversion est très brutale et fournit un repère très précis qui est mis à profit dans certaines méthodes de mesure de la fréquence.

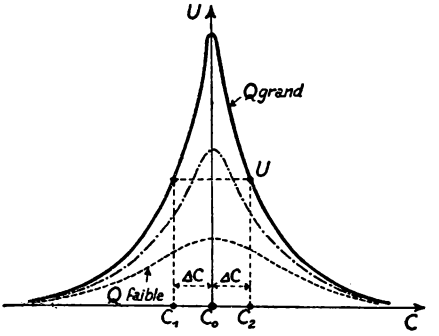


FIG. VII-6.

Résonance de tension. — La tension aux bornes du condensateur C varie en amplitude en fonction de C suivant la loi :

$$U = \frac{E}{\sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{\Delta C}{C_0}\right)^2}}$$

correspondant à une courbe de résonance de forme voisine de celle du courant (fig. *VII-6*), mais qui présente la particularité d'être *rigoureusement symétrique* par rapport à la capacité de résonance C_0 ($\Delta C = 0$). Cette particularité est utilisée en pratique pour améliorer la précision de mesure de la capacité de résonance en prenant pour valeur de C_0 la valeur moyenne de deux capacités C_1 et C_2, encadrant la résonance, et pour lesquelles la tension prend une même valeur U.

Le déphasage φ' de la tension par rapport à la force électromotrice s'exprime par la relation :

$$\operatorname{tg}\varphi' = \frac{R}{L\omega - \frac{1}{C\omega}} = \frac{1}{Q\left(1 - \frac{C_0}{C}\right)}.$$

Pour les valeurs faibles de la capacité, la tension est pratiquement en phase avec la force électromotrice.

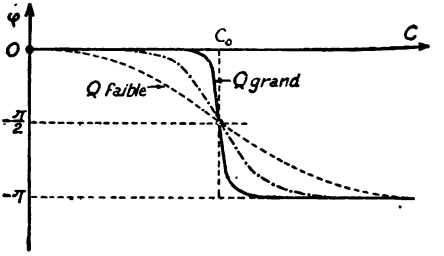


FIG. VII-7 *a*.

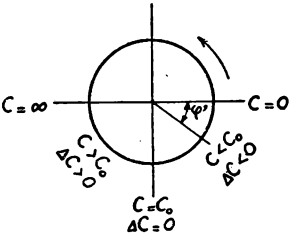


FIG. VII-7 *b*.

Lorsque C augmente, φ' est négatif et croît en valeur absolue. A la résonance, $C = C_0$, la tension se trouve en quadrature arrière ($\operatorname{tg}\varphi' = -\infty$).

Enfin, lorsque C devient plus grand que C_0, le déphasage φ', toujours négatif,

continue à croître en valeur absolue (tg $\varphi' > 0$). Comme l'indique le cercle trigonométrique de la figure *VII-7 b*, il varie alors entre $-\frac{\pi}{2}$ et $-\pi$.

Sa variation en fonction de C prend l'aspect de la courbe représentée sur la figure *VII-7 a*. Comme dans le cas du courant, le passage par la valeur C_0 correspondant à la résonance s'accompagne d'une inversion de phase d'autant plus brutale que le circuit oscillant est moins amorti.

Propriétés pratiques. — En résumé, qu'on utilise la résonance de courant ou la résonance de tension, le passage à la résonance se manifeste par deux effets qui peuvent être utilisés comme repères : d'une part un maximum d'amplitude, d'autre part une inversion de phase. A ces deux effets correspondent deux modes d'utilisations pratiques qui caractérisent deux classes d'ondemètres.

La variation d'amplitude au voisinage du maximum étant lente, tandis que la variation de phase est très rapide, d'autant plus que le circuit est meilleur, les procédés qui utilisent le maximum d'amplitude sont en règle générale moins précis que ceux qui utilisent la variation de phase.

De plus, pour les raisons développées aux chapitres II et V, et pour certaines autres qui apparaîtront ci-après, l'emploi de la résonance de tension conduit en général à des solutions plus pratiques et plus précises que celui de la résonance de courant.

— Notons enfin que, en raison de la simplicité relative des phénomènes mis en jeu, les ondemètres sont moins sensibles que les dispositifs hétérodynes aux perturbations dues aux harmoniques . S'ils sont moins précis que ces derniers, il permettent une identification facile du terme fondamental et peuvent être utilisés avec avantage pour les mesures préliminaires.

2° Ondemètres et fréquencemètres à résonance.

Principe. — On réserve plus spécialement le nom d'*ondemètre ou de fréquencemètre à résonance* aux ondemètres utilisant un simple circuit oscillant dans lequel on contrôle la résonance par un *maximum de courant ou de tension* et destiné à mesurer la fréquence d'une source à *haute fréquence.*

L'organe d'accord est constitué par le condensateur variable du circuit oscillant.

Pour faire une mesure, on couple l'appareil avec la source à étalonner et on règle le condensateur variable de façon à amener à son maximum la déviation de l'indicateur de courant ou de tension.

On commence par réaliser un couplage relativement serré de manière à obtenir facilement un accord approximatif de l'ondemètre. Cela fait, on réduit progressivement le couplage, en retouchant l'accord par approximations successives, jusqu'à ce qu'on obtienne un maximum précis avec un *couplage aussi lâche que possible* ; cette dernière condition est importante afin de réduire au maximum les réactions éventuelles de l'ondemètre sur la fréquence de la source.

On lit alors sur la graduation du condensateur la valeur de la fréquence ou de la longueur d'onde.

— L'indicateur de courant ou de tension, ne servant qu'à déceler un maximum de déviation, n'a pas besoin d'être étalonné. Lorsqu'on a le choix, il y a avantage à utiliser un appareil à *déviation quadratique* plutôt qu'un indicateur linéaire de façon à améliorer la précision de la mesure.

Supposons en effet qu'on se propose de repérer un courant de valeur I ou une tension de valeur U, en utilisant un indicateur linéaire ou un indicateur quadratique.

Le premier donne une déviation θ_1 de la forme :

$$\theta_1 = k_1 I$$

tandis que le second fournit une déviation :

$$\theta_2 = k_2 I^2$$

k_1 et k_2 étant deux constantes des appareils.

Posons que les deux appareils ont des sensibilités comparables, c'est-à-dire que, pour le courant I à mesurer, les déviations θ_1 et θ_2 sont du même ordre de grandeur :

$$k_1 I = \theta_1 \approx \theta_2 = k_2 I^2$$

d'où l'on tire : $$k_1 = k_2 I.$$

— Si l'on fait varier I de ΔI, on obtient pour chacun des appareils des déviations de l'aiguille :

$$\Delta\theta_1 = k_1 \Delta I$$
$$\Delta\theta_2 = 2 k_2 I \Delta I.$$

En remplaçant $k_2 I$ par sa valeur en fonction de k_1, on en déduit :

$$\Delta\theta_2 = 2 k_1 \Delta I = 2 \Delta\theta_1.$$

La précision de lecture des déréglages est donc deux fois plus grande dans le cas de l'indicateur quadratique que dans celui de l'indicateur linéaire. S'il y a lieu, elle peut être augmentée encore en utilisant un indicateur à courbure plus accentuée du type amplificateur de crête à seuil (chap. I, § D 1°, p. 57).

Résonance de courant. — Dans ce cas, l'indicateur de résonance est constitué par un appareil ampèremétrique quelconque A connecté en série dans le circuit oscillant (fig. *VII-8*).

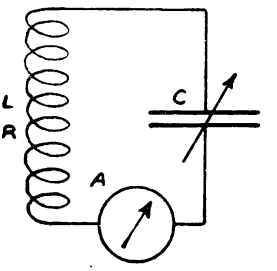


FIG. VII-8.

Dans les premières applications, il était réalisé à l'aide d'une simple lampe du type « lampe de poche » qui s'illuminait sous l'action du courant circulant dans le circuit résonnant. L'accord était décelé par le maximum d'éclat de la lampe.

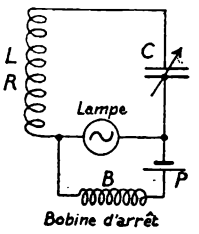


FIG. VII-9.

Cette solution avait pour elle l'avantage de la simplicité ; par contre, l'organe indicateur constitué par la lampe était fragile (destruction rapide du filament par surcharge) et manquait de sensibilité. Pour remédier à ce dernier défaut, on alimentait la lampe par un circuit dérivé renfermant une pile P et une bobine d'arrêt B (fig. *VII-9*) ; la tension de la pile était choisie de façon à amener le filament de la lampe au rouge sombre en l'absence de courants à haute fréquence. De la sorte, comme l'éclat d'un filament varie très vite en fonction du courant, on pouvait déceler un courant à haute fréquence beaucoup plus faible et repérer facilement le maximum d'éclat correspondant à l'accord tout en conservant un couplage faible avec la source.

On peut bien entendu remplacer la lampe par un ampèremètre thermique ou un thermo-couple quelconque.

— Toutes ces solutions présentent l'inconvénient de nécessiter la mise en série dans le circuit d'un appareil de mesure dont la résistance, ou plus généralement l'impédance, peut avoir une valeur relativement grande. Il peut en résulter des perturbations sensibles du circuit oscillant, donc de l'étalonnage, et surtout une augmentation de l'amortissement du circuit, donc une diminution de la précision de la mesure.

Il est possible d'atténuer cet effet en remplaçant l'ampèremètre ou la lampe de contrôle par un circuit extérieur, couplé au circuit oscillant, et comportant une bobine L_2 (fig. *VII-10*) alimentant un micro-ampèremètre à cadre mobile A à travers un redresseur quelconque D. On gagne ainsi en sensibilité et on peut repérer le maximum du courant en utilisant entre les bobines L_2 et L un couplage suffisamment lâche pour ne pas amortir sensiblement le circuit oscillant.

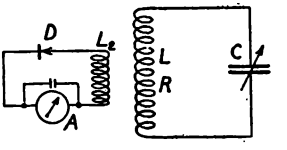


FIG. VII-10.

— De par son principe de réglage aussi bien que du fait de l'amortissement dû à l'appareil de mesure, la précision d'un ondemètre à résonance de courant reste faible, en général de l'ordre de 1 à 2 %.

Résonance de tension. — Dans ce cas, l'indicateur de résonance est constitué par un appareil voltmétrique quelconque V connecté en parallèle sur le circuit oscillant (fig. *VII-11*). Une solution simple consiste à utiliser une lampe à gaz, par exemple une petite lampe au néon, qui ne s'allume que si la tension à ses bornes dépasse une certaine valeur. Tant que la lampe n'est pas allumée, aucun amortissement supplémentaire n'est apporté au circuit oscillant. Pour bénéficier de toute la surtension dont il est capable et avoir le maximum de précision possible, il suffit donc de découpler suffisamment l'ondemètre de l'oscillateur à mesurer pour n'avoir qu'une illumination fugitive de la lampe au voisinage immédiat du maximum.

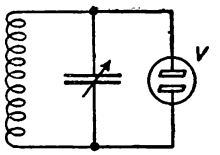


FIG. VII-11.

La seule perturbation à craindre réside dans les capacités parasites entre connexions et électrodes de la lampe dont il peut être utile de tenir compte au moment de l'étalonnage de l'ondemètre.

On peut également, comme dans un acuimètre, employer un voltmètre électronique, qui permet, sans amener de perturbation au circuit oscillant, de repérer le maximum de tension. On utilise de préférence dans ce cas un voltmètre quadratique, par exemple par détection plaque, pour améliorer l'acuité apparente de la résonance. La précision de la mesure peut alors atteindre 0,5 à 1 %. L'emploi d'un voltmètre comme indicateur de résonance permet en outre de repérer, non seulement le maximum, mais une valeur particulière de tension, donc de déterminer la valeur de la capacité d'accord C_0 à partir de deux valeurs symétriques C_1 et C_2 de la capacité variable et d'améliorer de façon importante la précision de la mesure (fig. *VII-6*).

Dans certains types d'ondemètres à résonance cette possibilité avantageuse est systématiquement mise à profit et rendue d'une utilisation pratique simple par le dispositif schématisé sur la figure *VII-12*. En parallèle sur le circuit oscillant, shunté par un voltmètre électronique V, on place un petit condensateur fixe γ qui peut être connecté ou déconnecté par le jeu d'une clef M commandée à la main.

Lorsque la clef M est ouverte, la capacité d'accord du circuit se réduit à la capacité variable et prend une valeur $C_1 = C$; lorsqu'on ferme la clef, la capacité d'accord prend une nouvelle valeur $C_2 = C + \gamma$.

Si l'on règle C de façon que la tension aux bornes du circuit conserve une même valeur U pour les deux positions de la clef (fig. *VII-12 a*), les capacités C_1 et C_2 sont symétriques par rapport à la capacité de résonance C_0 et on calcule :

$$(1) \qquad C_0 = \frac{C_1 + C_2}{2} = C + \frac{\gamma}{2}.$$

Si la capacité C est trop forte (fig. *VII-12 b*), la tension baisse au moment où l'on ferme la clef ; elle augmente au contraire si la capacité C est trop faible (fig. *VII-12 c*).

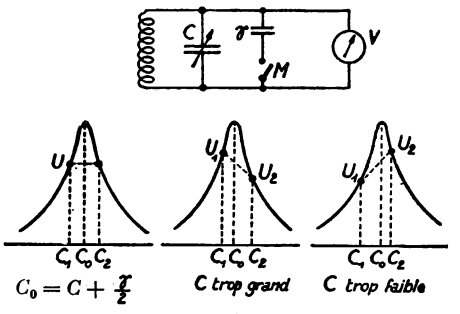


FIG. VII-12.

Dès lors, puisque la variation de capacité γ est fixe, on peut graduer le cadran du condensateur variable, non pas en fonction de sa valeur C, mais en fonction de C_0 calculé par la relation (1), ou encore de la fréquence ou de la longueur d'onde correspondante.

Pour faire la mesure, il suffit de régler la capacité de façon que la tension indiquée par le voltmètre ne varie pas quand on ferme ou quand on ouvre la clef M et de lire directement sur le cadran la fréquence d'accord.

En choisissant la capacité γ de façon que les points de fonctionnement correspondant aux capacités $C_1 = C$ et $C_2 = C + \gamma$ se situent sur les régions à forte pente de la courbe de résonance, la précision de la mesure est sensiblement améliorée. Elle peut atteindre facilement 1/1 000.

— On peut l'améliorer encore en utilisant le dispositif de mesure représenté sur la figure *VII-13*. Le voltmètre V est remplacé par un tube détecteur commandant un indicateur de courant à basse fréquence, par exemple un écouteur téléphonique T. Le commutateur manuel M est remplacé par un *commutateur automatique* qui réalise la mise en ou hors circuit du condensateur γ avec une fréquence f relativement élevée, par exemple 50 à 100 Hz ou davantage.

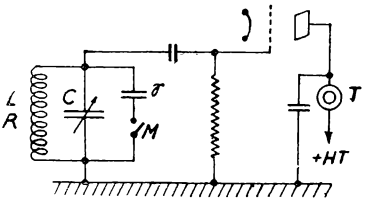


FIG. VII-13.

Dans ces conditions, la tension à haute fréquence aux bornes du circuit oscille périodiquement avec cette fréquence entre les deux valeurs U_1 et U_2, en général différentes, et le téléphone rend un son de fréquence f. Il y a exception lorsque C est réglé de telle sorte que l'on ait exactement $C_0 = C + \frac{\gamma}{2}$; dans ce cas, la tension aux bornes du circuit conserve une valeur constante U et le téléphone reste silencieux.

Le réglage du circuit à la résonance s'obtient donc simplement en ajustant le condensateur variable de façon à amener à l'extinction le ronflement perçu

au téléphone. La mesure se ramène alors à une méthode de zéro et la précision du réglage est considérablement accrue ; on peut l'accroître éventuellement en faisant suivre la détectrice d'un amplificateur à basse fréquence et atteindre une précision de l'ordre de $\frac{1}{100\,000}$.

3° Ondemètres à absorption.

Principe. — Dans les cas des ondemètres à résonance précédents on s'efforçait de réduire le plus possible les réactions du circuit oscillant étalonné sur l'oscillateur et on effectuait la mesure sur un indicateur associé au circuit oscillant étalonné.

— Au contraire, dans le cas des ondemètres dits « *à absorption* », le circuit oscillant étalonné est isolé et ne comporte *aucun appareil de mesure* ; on le couple assez fortement avec l'oscillateur à mesurer de façon à faire apparaître certaines perturbations qui servent de critères pour le réglage. Les mesures sont alors effectuées sur les appareils de contrôle de l'oscillateur.

— Cette méthode est avantageuse par sa simplicité relative en ce qui concerne l'appareillage de mesure qui peut se réduire à un simple circuit oscillant étalonné. Elle s'appuie sur les propriétés particulières d'un oscillateur comportant deux circuits oscillants couplés.

Propriétés de deux circuits oscillants couplés. — Considérons (fig. *VII-14*) un circuit oscillant $L_1 C_1$ maintenu en *auto-oscillation* sur une fréquence f_0 par un procédé quelconque et comportant des organes de mesures d'intensité et de fréquence des courants produits.

Plaçons à proximité de ce circuit un autre circuit oscillant comportant une inductance fixe L et un condensateur variable C, étalonné en fonction de la fréquence propre du circuit supposé isolé ($LC\omega^2 = 1$).

— Tant que le couplage entre les deux circuits est suffisamment lâche pour que les réactions du circuit LC soient négligeables, les oscillations du circuit $L_1 C_1$ conservent une amplitude I_1 et une fréquence f_0 pratiquement constantes.

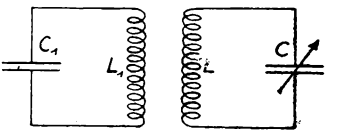


FIG. VII-14.

Le circuit LC fonctionne alors en ondemètre à résonance. Si l'on fait varier sa capacité C, du minimum au maximum, l'intensité du courant I qui le parcourt varie suivant une courbe de résonance classique et passe par son maximum pour une certaine valeur C_0 du condensateur telle que l'on ait, en désignant par $\omega_0 = 2\pi f_0$ la pulsation de l'émetteur :

$$LC_0\omega_0^2 = 1.$$

Les courbes représentant les lois de variations des courants et de la fréquence dans les deux circuits se présentant alors comme l'indique la figure *VII-15 A*.

— Si le couplage est plus serré, le courant dans le circuit LC est plus intense, mais sa courbe de variation conserve la même forme. Par contre ce circuit emprunte à l'oscillateur une énergie appréciable et l'intensité du courant I_1 dans l'oscillateur décroît au moment où C passe par la valeur de résonance C_0. Simultanément il y a réaction sur la fréquence dont la courbe s'infléchit en forme d'un Z comme l'indique la figure *VII-15 B*, en revenant à la valeur f_0 au moment où $C = C_0$.

— Si l'on fait croître encore le couplage, ces divers effets s'accentuent, comme l'indique la figure *VII-15 C.* mais conservent le même aspect, jusqu'au moment où la branche centrale *ab* de la courbe en *Z* de la fréquence devient verticale, auquel cas la variation de la fréquence au voisinage de l'accord devient très rapide.

— Si l'on continue à augmenter le couplage au-delà de cette valeur limite, les phénomènes observés changent complètement d'aspect. Les courants dans les deux circuits ainsi que la fréquence continuent à varier dans le même sens

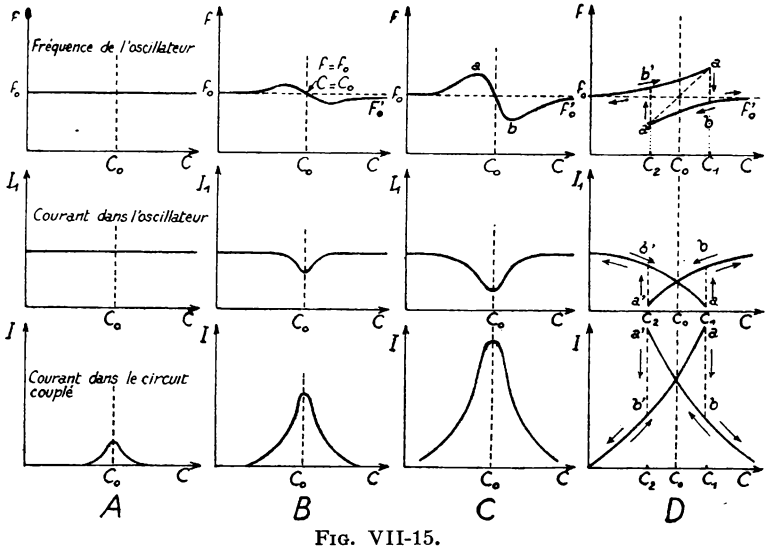


FIG. VII-15.

lorsque la capacité dépasse la valeur de résonance ($C > C_0$), jusqu'au moment où il se produit un changement de régime qui donne lieu à un décrochage brutal *ab* (fig. *VII-15 D*), et qui ramène le point de fonctionnement en « *b* » sur la courbe primitive. Si, après avoir opéré à capacité *C* croissante et obtenu le décrochage « *ab* » pour une certaine valeur $C_1 > C_0$, on cherche à retrouver l'accord en diminuant *C*, le point de fonctionnement suit la courbe *ba'* et il se produit un nouveau décrochage *a'b'* pour une nouvelle valeur $C_2 < C_0$ de *C*.

Finalement, on obtient un *accord irréversible* rendant toute mesure impossible.

— Pour les applications, on évite avec soin ces effets complexes en réglant le couplage de l'ondemètre avec le circuit oscillant *au-dessous* de la valeur limite de façon à se trouver dans les cas schématisés par les courbes des figures *VII-15 B* et *VII-15 C*. On dispose alors de deux paramètres pour contrôler l'accord, soit la variation du courant I_1, soit la variation de la fréquence *f*, donc de deux modes d'utilisation possibles.

Variation d'intensité. — On dispose dans l'oscillateur un appareil de mesure quelconque dont l'indication est liée à l'intensité des oscillations dans le circuit L_1C_1 : ampèremètre ou voltmètre à haute fréquence incorporés dans ce circuit, milliampèremètre à cadre mobile intercalé dans un circuit du tube d'entretien, indicateur visuel, etc.

Cela fait, on commence par coupler assez fortement le circuit étalonné *L C* pour faire apparaître nettement les effets des réactions entre circuits et, en

tournant la manette de réglage du condensateur C, on localise la zone d'accord approximatif. On découple alors progressivement de façon à faire disparaître les effets irréversibles, tout en conservant une réaction suffisante pour permettre d'observer nettement la diminution du courant I_1, et on règle la capacité C à la valeur C_0 qui correspond au minimum de I_1.

Cette méthode est avantageuse par sa simplicité relative ; elle permet de comparer aisément et rapidement les fréquences propres d'un circuit oscillant et d'un oscillateur auto-entretenu. Par contre, le couplage optimum étant un compromis entre une réaction insuffisante et l'apparition des phénomènes irréversibles, sa précision est en général médiocre (quelques centièmes).

Glissement de fréquence. — Si, *dans les mêmes conditions de couplage* que ci-dessus, on fait varier C au voisinage de la résonance, la fréquence de l'oscillateur est modifiée, sauf au moment où l'on a exactement $C = C_0$. Pour mesurer f_0, il suffit donc de *repérer* par un procédé quelconque la fréquence de l'oscillateur *seul* et de régler C de façon à ramener la fréquence à sa valeur primitive.

Pratiquement, on repère la fréquence de l'oscillateur par la méthode hétérodyne à l'aide d'un oscillateur auxiliaire non étalonné qu'on règle à battement nul après avoir découplé le circuit oscillant LC ou l'avoir déréglé en mettant sa capacité C à sa *valeur minimale.*

Lorsqu'on fait croître C, les battements réapparaissent et leur fréquence croît progressivement, puis diminue rapidement lorsqu'on approche de la résonance ; à l'accord exact : $C = C_0$, on retrouve le battement nul ; si l'on continue à tourner la manette du condensateur, les battements réapparaissent à nouveau pour tendre finalement vers une note grave correspondant à l'asymptote f_0' de la fréquence, très légèrement inférieure à la valeur initiale f_0.

Le *repérage* de l'accord, s'effectuant par une méthode hétérodyne, est susceptible d'une *précision de lecture* aussi grande qu'on le désire comme nous l'avons vu plus haut (§ B 2° et 3°). Par contre, l'égalité $C = C_0$ pour $f = f_0$ découle de considérations théoriques et suppose *certaines approximations* qui ne sont que grossièrement satisfaites en pratique. La valeur de f_0, lue sur l'étalonnage du circuit LC couplé à l'oscillateur, comporte de ce fait une erreur systématique, d'autant plus importante que le couplage entre les deux circuits est plus serré et d'ailleurs difficile à évaluer. Pour l'atténuer, il convient d'opérer avec un *couplage* aussi *lâche* que possible, juste suffisant pour faire apparaître nettement les battements de part et d'autre de l'accord. Néanmoins, en se plaçant dans les meilleures conditions, il faut compter sur une erreur possible de l'ordre de 10^{-4}.

Malgré ses apparences, ce mode opératoire n'est donc pas une méthode de mesure de haute précision.

Oscillateur à absorption. — Dans ce qui précède, on a supposé qu'on mesurait la fréquence d'une source à accord fixe à l'aide d'un circuit à fréquence variable et étalonnée. Inversement, en utilisant un oscillateur de faible puissance, réglable et étalonné en fréquence et muni d'un indicateur permettant de contrôler l'amplitude de ses oscillations, on peut mesurer très simplement la fréquence de résonance d'un circuit oscillant à accord fixe. Il suffit pour cela de coupler l'oscillateur étalonné avec le circuit et de faire varier la fréquence de l'oscillateur. Au moment où cette fréquence devient égale à celle du circuit, on constate une diminution d'intensité des oscillations, décelée par l'indicateur et, en opérant comme il est dit ci-dessus, on peut évaluer avec une précision du même ordre la fréquence de résonance du circuit.

La méthode permet de mesurer la ou les fréquences de résonance de circuits quelconques, même très compliqués ou inaccessibles. Elle est en particulier très intéressante en pratique pour la recherche des fréquences propres parasites dans les divers circuits d'un appareillage quelconque, par exemple dans un amplificateur. Elle permet également de mesurer très simplement la fréquence propre d'une bobine (chap. V, § C 4°, p. 336) et l'inductance interne d'un condensateur en repérant sa fréquence de résonance en court-circuit.

4° Méthode de zéro.

Principe. — Dans les méthodes précédentes, l'accord du circuit étalonné sur l'onde à mesurer est défini en général par un maximum de courant ou de tension ; de ce fait, la précision reste faible et on est obligé de faire appel à des artifices d'utilisation pour l'améliorer.

— Nous avons vu plus haut (§ C, 1°, p. 437) qu'il existe un second critère de l'accord du circuit de mesure, beaucoup plus précis que le maximum de courant ou de tension, constitué par la variation rapide de la phase du courant ou de la tension au voisinage de la résonance.

Les méthodes de zéro permettent d'exploiter cette propriété. Elles consistent à mettre en opposition dans un circuit approprié une tension de phase stable, servant de référence, et une tension dont l'amplitude et la phase sont fonctions de l'accord d'un circuit oscillant étalonné. On règle ce circuit et les paramètres de couplage de façon à obtenir la compensation exacte, donc le zéro sur un organe récepteur, lorsque le circuit se trouve réglé à la résonance. De très petites variations d'accord produisant des variations importantes de phase, le réglage du zéro devient très précis et la précision de la mesure est considérablement accrue.

Ces méthodes permettent en outre, comme nous le verrons plus loin (§ 7° p. 463) d'effectuer des mesures en onde amortie. A ce titre, elles ont joué un rôle important au début des applications de la radiotechnique à l'époque où l'on utilisait couramment des émissions en ondes amorties. Actuellement, avec l'emploi exclusif des ondes entretenues, elles ont perdu beaucoup d'intérêt et ne sont plus utilisées en règle générale. On leur préfère les méthodes de battement.

Ondemètre Armagnat. — L'ondemètre Armagnat est le prototype des ondemètres utilisant la méthode de zéro. La source dont on veut mesurer la fréquence débite un courant $\mathfrak{I}_1$ dans un circuit primaire $ABFG$ comportant en série une inductance L_1 et une résistance R_1 (fig. *VII-16*).

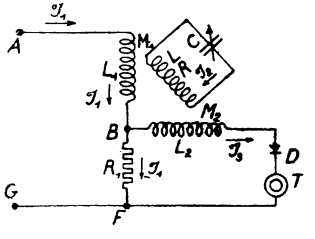


FIG. VII-16.

— Le circuit de contrôle $BDTF$, dans lequel on doit réaliser le zéro, est connecté en parallèle sur la résistance R_1 et comprend en série une inductance L_2, un détecteur quelconque D et un indicateur T constitué par un milliampèremètre dans le cas d'ondes entretenues ou un écouteur téléphonique dans le cas d'ondes modulées ou amorties. La bobine L_2 est disposée à couplage nul avec la bobine L_1 de telle sorte que le couplage direct du circuit primaire $ABFG$ avec le circuit de contrôle $BDTF$ se fasse uniquement par l'intermédiaire de la chute de tension $R_1\mathfrak{I}_1$ dans la résistance R_1.

— Le circuit de mesure proprement dit est constitué par le circuit oscil-

lant LC étalonné en fréquence et comprenant une inductance fixe LR et un condensateur variable C. La bobine L est couplée inductivement, à *couplages variables*. avec les bobines L_1 et L_2 des deux autres circuits.

— Dans ces conditions, le courant $\mathfrak{I}_3$ dans le circuit de contrôle résulte des actions combinées dans ce circuit de la chute de tension $R_1\mathfrak{I}_1$ du circuit primaire et de la force électromotrice $\mathfrak{E}_2$ induite dans L_2 par le courant $\mathfrak{I}_2$ circulant dans le circuit oscillant, résultant lui-même de l'action sur ce circuit d'une force électro-motrice $\mathfrak{E}_1$ induite dans L par la bobine L_1.

— Si l'on règle convenablement les couplages et les caractéristiques du circuit LC, on peut amener la force électromotrice $\mathfrak{E}_2$ à être égale et en opposition de phase avec la chute de tension $R_1\mathfrak{I}_1$. Le courant $\mathfrak{I}_3$ dans le circuit de contrôle est alors nul et l'on obtient le zéro à l'indicateur T.

— Supposons ce réglage réalisé et cherchons les conditions correspondantes à satisfaire.

Puisque $\mathfrak{I}_3$ est nul, le courant $\mathfrak{I}_2$ dans le circuit oscillant est dû uniquement à l'action de la force électromotrice $\mathfrak{E}_1$ créée dans L par L_1. En désignant par M_1 l'inductance mutuelle de ces deux bobines et par $\mathfrak{R} = R + \mathrm{j}\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)$ l'impédance complexe du circuit oscillant, il a pour valeur :

$$\mathfrak{I}_2 = \frac{-\mathrm{j}M_1\omega\mathfrak{I}_1}{\mathfrak{R}}.$$

La force électromotrice induite dans L_2 par L a alors pour expression, en désignant par M_2 l'inductance mutuelle de L et de L_2

$$\mathfrak{E}_2 = -\mathrm{j}M_2\omega\mathfrak{I}_2 = -\frac{M_1M_2\omega^2}{\mathfrak{R}}\mathfrak{I}_1$$

et la condition de zéro dans le circuit de contrôle s'écrit avec les sens positifs indiqués sur la figure *VII-16* :

$$-R_1\mathfrak{I}_1 = \mathfrak{E}_2 = -\frac{M_1M_2\omega^2}{\mathfrak{R}}\mathfrak{I}_1$$

Soit :

$$R_1 = \frac{M_1M_2\omega^2}{\mathfrak{R}}. \tag{2}$$

— Comme R_1, M_1 et M_2 sont essentiellement réels, cette condition exige que $\mathfrak{R}$ soit également réel, c'est-à-dire que l'on ait exactement :

$$L\omega - \frac{1}{C\omega} = 0.$$

Autrement dit, pour qu'il puisse y avoir extinction dans l'indicateur T, il faut que le *circuit oscillant soit réglé exactement à la résonance* sur la fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$ du courant inducteur $\mathfrak{I}_1$, auquel cas $\mathfrak{I}_2$ est en phase avec $\mathfrak{E}_1$, donc en quadrature avec $\mathfrak{I}_1$ et $\mathfrak{E}_2$ en quadrature sur $\mathfrak{I}_2$, donc en phase avec $\mathfrak{I}_1$.

Lorsque cette condition de phase est satisfaite, on obtient le zéro en réglant l'amplitude de $\mathfrak{E}_2$ à égalité avec $R_1\mathfrak{I}_1$ en agissant sur les couplages M_1 et M_2, c'est-à-dire d'après (2), en satisfaisant la condition :

$$R_1 = \frac{M_1M_2\omega^2}{R}.$$

— Des petites variations de C autour de la valeur exacte de résonance modifient peu l'égalité d'amplitude, mais produisent une variation importante de la phase du courant J_2 et font disparaître le zéro. On obtient de ce fait une précision beaucoup plus grande que si l'on se contentait de comparer l'amplitude (pointe de tension), d'autant plus que la variation de phase est plus rapide, donc le circuit oscillant LC de meilleure qualité.

— L'ondemètre Armagnat permet d'atteindre une précision de réglage de l'ordre de 1/100 000 (10^{-5}).

5° Réalisation des circuits de mesure.

Desiderata. — D'après ce que nous venons de voir, il est possible, moyennant le choix des méthodes d'emploi, d'obtenir des *précisions de réglage* relativement grandes pouvant atteindre dans certains cas 10^{-5}. La précision de la mesure est alors limitée par la précision d'étalonnage du circuit oscillant de référence, c'est-à-dire en définitive par celle de ses organes constituants L et C. Il est donc indispensable que ces organes soient très robustes et très stables et il y a lieu de prendre, lors de leur construction, certaines précautions fondamentales destinées à éliminer le plus possible les causes de perturbations dues à des effets extérieurs ou à des variations spontanées dans le temps de leurs caractéristiques étalonnées.

Causes de perturbations. — Des causes nombreuses, extérieures au circuit, peuvent amener des variations parfois importantes de la capacité ou de l'inductance apparentes du circuit, par exemple l'approche de pièces métalliques, magnétiques ou diélectriques, susceptibles d'agir sur les valeurs de l'inductance ou du condensateur, les effets de mains produits par l'opérateur au cours des opérations de réglage, etc.

Pour pouvoir obtenir un étalonnage bien défini et stable, une première précaution, fondamentale, s'impose donc : *isoler complètement le circuit* pour le soustraire à toute action extérieure perturbatrice. Ce résultat est atteint en pratique en plaçant le circuit tout entier à l'intérieur d'un blindage métallique de protection ; les organes mobiles et les axes de manœuvre réglables à la main doivent être mis systématiquement à la masse. La liaison du circuit avec la source à étalonner peut être réalisée par une ligne ou une petite antenne, agissant à couplage lâche sur le circuit de façon à éviter les réactions susceptibles de modifier la fréquence de l'ondemètre.

Dans certains cas, en particulier lorsqu'on veut réaliser un couplage serré de l'ondemètre, pour utiliser la méthode d'absorption, on dispose la bobine du circuit oscillant en dehors du blindage ; mais alors il est indispensable de la fixer sur un *support rigide* qui la maintienne dans une *position bien définie* par rapport au restant de l'appareil et qui l'*éloigne suffisamment* des organes de manœuvre et de l'opérateur pour que les effets de main deviennent négligeables.

— Lorsque ces précautions sont bien prises, l'étalonnage de l'ondemètre ne dépend plus que des caractéristiques propres des organes constituant le circuit oscillant : capacité et inductance. Comme les valeurs de ces organes sont définies par leurs dimensions géométriques, il est indispensable d'étudier leur réalisation, leur fixation et leurs connexions, de façon à constituer des ensembles très robustes, indéformables et à l'abri des variations de température. On y parvient pratiquement en mettant en œuvre les procédés de construction décrits au chapitre I, § A 2° et 3° pour les inductances et les condensateurs étalons.

Dans le cas où l'on désire une très grande stabilité, on élimine l'influence de la température en plaçant le circuit oscillant dans nne enceinte colorifugée controlée par un *thermostat* qui maintient la température à une valeur constante avec une précision de l'ordre du degré ou de quelques dixièmes de degré.

— Pour des ondemètres quelconques, constitués à l'aide d'organes de construction courante, la *stabilité des étalonnages* est de l'ordre de 1 à 2 %. Elle peut atteindre 1/1 000 en prenant les précautions de construction rappelées ci-dessus. Pour atteindre des précisions plus grandes, pouvant aller jusqu'à $\frac{1}{100\,000}$ (10^{-5}), il est nécessaire d'utiliser un thermostat.

Réalisations usuelles. — Comme pour tous circuits oscillants, la technique de construction des ondemètres dépend des valeurs relatives des impédances parasites des connexions et de celles des organes principaux, inductance et capacité. Elle dépend donc directement de la fréquence sur laquelle on veut les utiliser et évolue progressivement à mesure que cette fréquence s'élève.

Ondes longues et moyennes. — Dans les gammes correspondant aux ondes longues et moyennes, l'influence des connexions est négligeable ; la technique de construction est celle des circuits oscillants ordinaires à constantes localisées, sous réserve des précautions particulières de réalisation qui viennent d'être indiquées.

Les ondemètres sont alors constitués essentiellement par une bobine d'inductance fixe, commutable d'une gamme à l'autre, et par un condensateur variable à air qui permet d'obtenir une variation continue de la fréquence.

La loi de variation de la fréquence est alors imposée par celle de la capacité. Suivant les utilisations envisagées, on réalise trois types de variation auxquels correspondent trois types de profil du condensateur variable :

a) dans des appareils du type quadratique le profil des lames mobiles du condensateur est tel que la valeur de la capacité varie comme le carré de l'angle de rotation θ de l'armature mobile ($C = k\theta^2$). La longueur d'onde de résonance est alors proportionnelle à la rotation du condensateur :

$$\theta = K\lambda.$$

b) dans le cas des ondemètres, gradués directement en fréquence, on donne au contraire aux lames mobiles une forme allongée telle que la rotation du condensateur soit sensiblement proportionnelle à la fréquence d'accord :

$$\theta = KF.$$

c) enfin, dans le cas où l'on veut conserver dans toute la gamme d'accord une précision de lecture constante, on réalise un condensateur profilé à variation logarithmique telle que, pour une même rotation $\Delta\theta$, on obtienne en tous points une même variation relative $\frac{\Delta f}{f}$ de la fréquence d'accord.

— D'autre part, dans les ondemètres usuels, on cherche en général à couvrir une gamme de fréquence étendue, ce qui nécessite l'emploi d'une capacité de valeur importante (0,5 à 1 mμF). Si l'on veut cependant conserver une précision de réglage suffisante, il est indispensable de réaliser une variation très lente de la capacité. On y parvient en pratique en réalisant la commande du condensateur par l'intermédaire d'un démultiplicateur mécanique muni d'une graduation fine formant vernier, ou mieux d'un démultiplicateur électrique constitué par un condensateur étalonné de faible valeur connecté en parallèle sur le

condensateur principal et commandé par une manette séparée. Le démultiplicateur électrique est en général moins utilisé que le démultiplicateur mécanique car il introduit une difficulté dans l'étalonnage de la capacité totale qui n'est valable que pour une seule position du condensateur auxiliaire ; ce dernier porte alors un *repère central* marqué « zéro » auquel correspond l'étalonnage du condensateur résultant et une graduation en valeur de $\pm \Delta C$ à partir de la valeur correspondant au zéro. Par contre, l'emploi du démultiplicateur électrique s'impose lorsqu'on veut réaliser des variations très fines de la fréquence pour lesquelles les démultiplicateurs mécaniques donnent lieu à des irréversibilités de réglage dues aux jeux inévitables des engrenages et des axes ; on l'utilise en particulier dans les acuimètres lorsqu'on opère par déréglage de capacité, le moindre jeu dans le condensateur pouvant produire des erreurs importantes dans la mesure des variations de capacité ΔC.

— Lorsqu'on veut étendre la gamme des ondemètres du côté des basses fréquences, ou au contraire réaliser une gamme étroite très dilatée, on utilise parfois des condensateurs fixes connectés en parallèle sur le condensateur variable. Ceux-ci sont en général constitués par des capacités à diélectrique solide à faibles pertes réalisées comme il est indiqué au chapitre I, § A 3°, p. 27, pour les condensateurs étalons.

Ondes courtes. — En principe, en ondes courtes, le circuit oscillant reste du même type qu'en ondes moyennes ; toutefois, les difficultés de réalisation et surtout d'étalonnage croissent avec la fréquence, en raison de la nécessité de réduire les valeurs de l'inductance et de la capacité et de l'influence croissante des perturbations dues aux connexions. A la limite, pour des ondes de l'ordre du mètre, on arrive à supprimer la bobine et à utiliser, comme inductance du circuit, l'inductance des connexions ; simultanément, la capacité doit avoir une valeur de l'ordre de quelques dizaines de picofarads, c'est-à-dire à peine supérieure aux capacités résiduelles, et il devient difficile de réaliser un condensateur variable couvrant une gamme suffisante. Pour tourner ces difficultés, on réalise parfois des ondemètres à capacité fixe et à inductance variable. La capacité est constituée par un condensateur fixe, en principe à air, de quelques dizaines de picofarads, et l'inductance par un conducteur circulaire sur lequel glisse un conducteur mobile. Les appareils de ce type ne sauraient prétendre à la précision en raison de la faible rigidité mécanique de l'ensemble et sont des indicateurs de construction relativement simple plutôt que de véritables appareils de mesure.

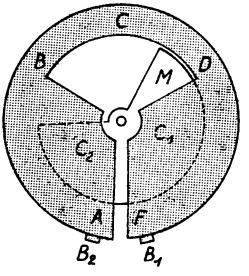


FIG. VII-17 *a*.

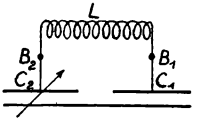


FIG. VII-17 *b*.

— Une solution différente et très supérieure a été proposée en Amérique sous le nom de *circuit Butterfly*. Un mode de réalisation est représenté sur la figure *VII-17 a*. Le *circuit entier* se présente sous forme d'un condensateur variable comportant plusieurs lames fixes et plusieurs lames mobiles.

Les lames fixes sont découpées au profil représenté en trait plein et ombré sur la figure *VII-17 a* ; les lames mobiles, qui se déplacent entre les lames fixes par rotation autour de l'axe *O*, ont le profil représenté en trait pointillé.

Lorsque les lames mobiles sont entièrement engagées entre les lames fixes, l'ensemble constitue un circuit oscillant comportant :

a) une capacité constituée par deux condensateurs égaux C_1 et C_2 en série, correspondant aux capacités des lames mobiles par rapport aux lames fixes ;

b) une inductance constituée par la culasse en arc de cercle *BCD* des armatures fixes.

Le schéma électrique équivalent prend l'aspect de la figure *VII-17 b.*

Lorsqu'on fait tourner l'armature mobile, l'une des capacités (C_2 sur la figure) diminue, l'autre (C_1) conserve une valeur fixe. Simultanément l'extrémité *M* de l'armature mobile constitue un volet variable qui vient obstruer une partie de l'inductance dont la valeur diminue.

On réalise ainsi un circuit réglable dont on fait varier *simultanément* et dans le *même sens* la capacité et l'inductance, ce qui permet d'augmenter dans de grandes proportions la gamme d'ondes couverte. De plus, en choisissant en conséquence les dimensions des deux armatures, on peut faire en sorte que le rapport $\frac{L}{C}$ et le facteur de qualité Q du circuit conservent des valeurs sensiblement constantes dans toute la gamme. Les bornes du circuit sont constituées par les extrémités B_1 et B_2 en regard des armatures fixes.

Ce mode de réalisation permet d'obtenir d'excellents circuits sur ondes métriques, par exemple de 0,5 à 2 m, avec un facteur de qualité voisin de 500 dans toute la gamme. En outre, il se prête à la construction d'ensembles très rigides et par conséquent très stables.

Ondes très courtes. — Dans le cas des ondes de l'ordre du mètre et plus courtes, les difficultés signalées pour les ondes courtes deviennent prohibitives et la technique de construction des résonateurs électriques doit être radicalement modifiée.

En principe on *supprime complètement les connexions*, causes de toutes les difficultés, et on fait usage exclusif des *circuits à constantes réparties* dérivés des lignes à conducteurs parallèles ou concentriques. La forme de réalisation diffère suivant les longueurs d'onde sur lesquelles on veut opérer.

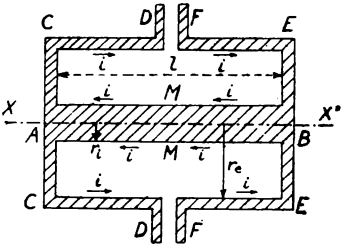


FIG. VII-18.

— Le prototype de ces circuits est constitué par le *circuit cloche* désigné encore sous le nom de circuit *tank* ou de circuit *Kolster* (fig. *VII-18*). Il se compose essentiellement d'un cylindre métallique *AB* portant à ses extrémités deux cloches cylindriques *ACD* et *BEF*, ayant même axe *XX'* que le cylindre central, et se terminant par des rebords plans *D* et *F* situés en regard l'un de l'autre à faible distance.

On réalise ainsi un véritable circuit oscillant dont l'inductance est constituée par celle des deux conducteurs cylindriques concentriques *AB* et *CDFE*, c'est-à-dire en définitive par deux tronçons de lignes coaxiales en court-circuit *MACD* et *MBEF* connectés en série, et la capacité par celle des rebords *D* et *F*. Cet ensemble est en somme un intermédiaire entre les circuits à constantes localisées, utilisés pour les ondes moyennes et courtes, et les circuits à constantes réparties, utilisés pour les fréquences très élevées. Sa gamme d'utilisation, conditionnée par les dimensions géométriques qu'on est amené à donner

aux cloches et aux rebords, se situe au voisinage du mètre, entre les ondes décimétriques supérieures et quelques mètres.

L'inductance peut se calculer par la formule habituelle des conducteurs concentriques : $L = 2\ l \ln \frac{r_e}{r_i}$ et la capacité par celle des condensateurs plans.

Les lignes de force magnétique sont des cercles, centrés sur l'axe XX' des tubes, qui se ferment entièrement dans l'espace annulaire compris entre ces tubes ; le système est blindé et ne rayonne pas. D'autre part, par suite de l'effet pelliculaire en haute fréquence, les courants circulent sur les surfaces internes des conducteurs, comme l'indiquent les flèches i, et les pertes par effet Joule sont très faibles en raison de la grande surface offerte au passage du courant. Dans ces conditions le rapport $Q = \frac{L\omega}{R}$ devient très grand ; il dépasse couramment 1 000 et peut atteindre 10 000 à 15 000. On réalise donc par ce procédé un circuit oscillant de très haute qualité, comparable dans certains cas à celle d'un quartz, et capable de donner lieu à des résonances très pointues.

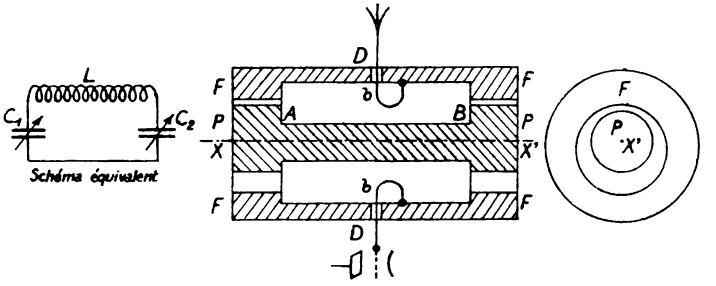


FIG. VII-19.

Enfin, de par sa construction essentiellement mécanique, l'ensemble constitue un tout très rigide et de caractéristiques très stables.

— Les circuits cloches et leurs dérivés ont donc toutes les caractéristiques d'excellents ondemètres ; ils peuvent fournir par simple résonance des précisions meilleures que 1/1 000 et qui peuvent atteindre le 1/10 000.

Par contre, sous la forme schématisée par la figure *VII-18*, ils présentent l'inconvénient d'être difficilement réglables et sont difficilement utilisables pour réaliser des ondemètres destinés à couvrir une gamme de fréquence donnée. Des solutions diverses ont été mises en œuvre pour tourner cette difficulté ; l'une d'elles est représentée sur la figure *VII-19*.

Le résonateur se compose essentiellement de deux cylindres concentriques AB et FD. Le cylindre intérieur AB est terminé à ses deux extrémités par des pistons cylindriques P, d'un diamètre plus grand que celui du cylindre, et *excentrés par rapport à l'axe général.* Le cylindre extérieur FD est terminé à ses deux extrémités par des flasques F percés d'ouvertures circulaires qui entourent les pistons P et sont *également excentrés.* Lorsqu'on fait tourner le cylindre intérieur autour de son axe XX', l'écartement des deux armatures change et celles-ci se comportent comme deux capacités variables. On obtient ainsi un circuit oscillant réglable, constitué par une inductance constante L (inductance des deux cylindres concentriques) et deux capacités variables en série C_1 et C_2 (capacités des pistons P), qui possède toutes les qualités des circuits cloches.

Le couplage du résonateur avec les circuits extérieurs (antenne ou tube

détecteur) est réalisé par des fils pénétrant à l'intérieur du cylindre extérieur et formant des petites boucles « *b* » traversées par les lignes de force magnétique qui se ferment dans l'espace annulaire entre les deux cylindres.

On peut également réaliser un couplage électrique aussi faible qu'on le désire en utilisant l'artifice schématisé sur la figure *VII-20*. Le piston P_1 et le flasque F_1 sont construits comme ceux de la figure *VII-19* ; le piston P_2 et le flasque F_2 au contraire sont constitués par deux pièces cylindriques, *centrées* sur l'axe de rotation, de grandes surfaces et à faible écartement ; elles réalisent une capacité C_2 *constante* et de *valeur très supérieure* à la capacité variable C_1.

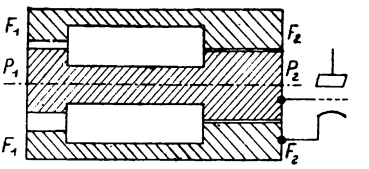


FIG. VII-20.

Le circuit oscillant se ramène alors pratiquement à l'inductance L et à la capacité variable C_1, en série avec une forte capacité fixe C_2 qui peut servir de capacité de couplage, par exemple pour connecter le tube détecteur qui permet de contrôler la résonance.

— Sur les ondes décimétriques inférieures et les ondes plus courtes, les solutions qui précèdent conduisent à des réalisations de dimensions trop restreintes. On est alors amené à abandonner complètement la notion de constantes localisées, même réalisées par des tronçons de lignes concentriques sans connexions, et à utiliser systématiquement des résonateurs à lignes. Nous reviendrons sur ce type de circuit dans le chapitre suivant consacré aux mesures aux très hautes fréquences.

Étalonnage. — Ces divers types de circuits résonnants sont le plus souvent utilisés pour la mesure de la fréquence d'un émetteur rapproché et de puissance suffisante pour créer dans le résonateur des courants ou des tensions mesurables ; ils fonctionnent en récepteurs .

Leur étalonnage s'effectue simplement à partir d'une émission de fréquence réglable, elle-même étalonnée à partir de mesures absolues.

6° Ondemètres et fréquencemètres hétérodynes.

Définition. — On appelle ondemètres hétérodynes ou fréquencemètres hétérodynes des générateurs d'ondes entretenues, de faible puissance, réglables en fréquence dans une gamme étendue et étalonnés en fréquence dans cette gamme. Ils permettent de mesurer une fréquence quelconque par la méthode du battement (ou méthode hétérodyne) décrite ci-dessus et sont utilisables, à l'entrée d'un récepteur, pour évaluer avec précision la fréquence d'une émission lointaine.

— La précision de réglage pouvant être rendue aussi grande qu'on le désire, comme nous l'avons vu plus haut, la précision de la mesure ne dépend pratiquement que de la précision d'étalonnage et de la stabilité de l'ondemètre utilisé.

— Pour permettre certaines mesures particulières, telles que l'étalonnage des récepteurs, les ondemètres hétérodynes comportent souvent un organe de modulation qui permet de moduler l'onde produite en amplitude à fréquence assez basse (par exemple 400 Hz) ; ils fonctionnent alors en émetteurs d'ondes modulées de fréquence porteuse étalonnée.

Dans tous les cas, leur étalonnage est réalisé par comparaison avec une

source elle-même étalonnée par des mesures absolues ; en général cette source fournit une suite de repères fixes qui permettent d'étalonner l'ondemètre par points.

Causes d'instabilité. — Les ondemètres hétérodynes comportent essentiellement un circuit oscillant couplé à un tube triode ou pentode, qui entretient dans le circuit des oscillations d'amplitude constante.

— Le circuit oscillant est réalisé, suivant les ondes de fonctionnement, conformément aux descriptions générales données plus haut pour les ondemètres ordinaires. Les causes d'instabilité et les moyens d'y remédier sont les mêmes. Il faut donc, *a priori*, prendre dans leur construction toutes les précautions indiquées pour les ondemètres, en particulier en ce qui concerne l'influence de la température.

— En outre, certaines précautions nouvelles s'imposent en ce qui concerne le tube et les circuits d'entretien qui, couplés au circuit oscillant, perturbent la valeur de sa fréquence propre et peuvent être des causes importantes d'instabilité.

— Les plus importantes proviennent du tube dont les caractéristiques (résistance interne, impédances apparentes entre électrodes, ...), varient avec l'âge du tube et avec les tensions d'alimentation. Elles ont pour causes premières en particulier :

a) Les *variations des capacités entre électrodes* qui, par l'intermédiaire des circuits d'entretien viennent se placer plus ou moins directement aux bornes du circuit oscillant et modifient sa fréquence propre. Ces capacités sont en principe définies par les caractéristiques de construction et constantes ; cependant elles peuvent varier quand on change le tube ou si, par suite de l'échauffement en service normal, il y a des variations des dimensions des électrodes. De plus, ces capacités sont influencées par la charge spaciale dans le tube, donc par les variations du courant de plaque et par celles des sources d'alimentation.

b) Les *variations de phase* de la force électromotrice d'entretien, elles-mêmes sous la dépendance directe de la résistance interne du tube, variable dans de grandes limites en fonction des tensions d'alimentation.

Considérons en effet un circuit oscillant LCR dans lequel, par le jeu d'un circuit de réaction quelconque contenant un tube, on produit une force électromotrice d'entretien de la forme générale :

$$\mathcal{E} = (a + \mathrm{j}\, b)\mathfrak{I}$$

où $\mathfrak{I}$ est le courant dans le circuit et a et b sont deux constantes fonctions des caractéristiques des circuits de réaction.

L'équation du circuit prend la forme :

$$\left[R + \mathrm{j}\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)\right]\mathfrak{I} = (a + \mathrm{j}\, b)\mathfrak{I}.$$

Soit :

$$(R - a) + \mathrm{j}\left(L\omega - b - \frac{1}{C\omega}\right) = 0.$$

Si la condition d'entretien ($a > R$) est satisfaite, le circuit est le siège d'oscillation dont la fréquence est donnée par la relation :

$$L\omega - b - \frac{1}{C\omega} = 0. \tag{3}$$

Comme « b » est fonction des caractéristiques du circuit de réaction, donc du tube incorporé dans ces circuits, la fréquence des oscillations du circuit est fonc-

tion également de ces caractéristiques et toute cause susceptible d'agir sur elles, en particulier la résistance du tube, est une cause d'instabilité de la fréquence. La perturbation peut être *importante si « b » est grand*, c'est-à-dire si la force électromotrice $\mathcal{E}$ est fortement déphasée sur le courant $\mathfrak{I}$; elle est *minimale* au contraire lorsque *b devient nul*, c'est-à-dire lorsque la force électromotrice $\mathcal{E}$ est *en phase* avec le courant dans le circuit.

Dans tous les cas la perturbation diminue quand la résistance du tube augment car, alors, l'influence sur la fréquence des circuits dérivés ou couplés avec le circuit oscillant est plus faible.

c) L'influence du *courant de grille* qui produit un amortissement du circuit, variable avec le niveau des oscillations entretenues, et réagit fortement sur la fréquence. Quand cela est possible, il y a toujours un gros gain de stabilité en faisant travailler le tube avec un grand recul de grille (classe *C*), de façon à supprimer le courant de grille et à produire l'entretien des oscillations par des impulsions brèves du courant de plaque.

Élimination des perturbations. — Indépendamment des précautions de réalisation et d'utilisation du circuit oscillant proprement dit, qui sont les mêmes que pour un ondemètre ordinaire, les considérations qui précèdent conduisent à prendre *systématiquement* les précautions particulières suivantes :

a) choisir un tube à *grande résistance interne* ;

b) découpler le plus possible le tube du circuit oscillant, donc choisir un *circuit de très bonne qualité* (naturellement peu amorti) et régler la réaction à *limite d'accrochage* ;

c) *réduire le courant de grille* en intercalant systématiquement sur le circuit de grille la combinaison détectrice classique par capacité et résistance et en utilisant de préférence une résistance assez élevée pour obtenir la plus grande réduction possible ;

d) faire choix d'un *type de montage* dans lequel la force électromotrice d'entretien est *exactement en phase* avec le courant dans le circuit oscillant ;

e) *stabiliser soigneusement les tensions* des sources d'alimentation, soit à l'aide de batteries tampons, soit en utilisant des circuits régulateurs tels que : tubes à gaz, lampes fer-hydrogène, transformateurs d'alimentation auto-régulateurs, etc.

— Dans le cas où l'on adjoint à l'oscillateur une source de modulation, il est indispensable que celle-ci n'ait aucune réaction sur la fréquence porteuse, en particulier qu'elle ne produise aucun glissement, ni aucune modulation de fréquence. Dans ce but, les ondemètres hétérodynes comportent obligatoirement un maître oscillateur non modulé suivi d'un étage découpleur apériodique sur lequel agit la source de modulation.

Montages stabilisé. — De très nombreux circuits ou montages particuliers ont été imaginés pour réaliser des oscillateurs stabilisés dans lesquels, par l'exploitation méthodique des remarques ci-dessus, les auteurs prétendent éliminer les réactions du tube sur la fréquence et obtenir une fréquence pratiquement indépendante du tube et des sources d'alimentation. Dans ce qui suit, à titre documentaire, nous allons examiner quelques-uns d'entre eux, choisis parmi les plus typiques ou les plus efficaces. Toutefois, il convient de ne pas s'illusionner sur l'efficacité réelle et finale de ces divers artifices. En général, les solutions proposées éliminent plus ou moins les causes de perturbations les plus sérieuses, en particulier celles qui proviennent du courant de grille ou du déphasage de la réaction ; mais elles laissent subsister de nombreuses causes secondaires,

le plus souvent assez mal définies et difficiles à analyser. Le résultat apparent résulte alors souvent d'un compromis et les réglages optimaux auxquels on est conduit empiriquement, compliqués par des effets secondaires plus ou moins masqués, sont parfois assez différents des réglages théoriques.

La stabilité réellement obtenue est alors limitée. Dans le cas d'un oscillateur à fréquence fixe on arrive assez facilement avec les divers circuits connus à des stabilités de l'ordre de 1/10 000 à 1/100 000 pour des variations des tensions d'alimentation de $\pm$ 20 % ; par contre, même en opérant des réglages empiriques par approximations successives, il est très difficile d'aller plus loin. Dans le cas d'un oscillateur à fréquence réglable dans une gamme un peu étendue, il devient souvent impossible de trouver un réglage de compensation valable pour toutes les fréquences et la stabilité effective peut être sensiblement moindre en moyenne.

Oscillateur à quartz. — L'oscillateur à quartz piézoélectrique, dont la figure *VII-21* représente une forme de réalisation simple et classique, constitue l'oscillateur stabilisé le plus efficace et le plus répandu. Il permet d'atteindre couramment et sans précautions spéciales une précision absolue de l'ordre de 1/100 000 (10^{-5}) ; en stabilisant les sources et en faisant usage d'un thermostat, il est possible de dépasser la précision de 1/1 000 000 (10^{-6}).

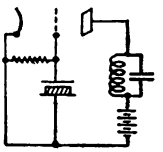


FIG. VII-21.

Son principal inconvénient pratique est de fournir des repères de fréquence fixes constitués par la fréquence propre du cristal et ses harmoniques. Pratiquement on l'utilise en combinaison avec une oscillateur stabilisé à fréquence variable, dit *hétérodyne d'interpolation*, qu'on étalonne par points sur les repères fixes et qui permet, par interpolation, d'émettre sur une fréquence quelconque de la gamme. Cette solution permet de bénéficier de la stabilité du quartz étalon en gardant la souplesse de réglage de l'hétérodyne.

— Dans la gamme des ondes métriques, des résultats comparables peuvent être obtenus en remplaçant le quartz par un circuit cloche à très faible amortissement.

Suppression du courant de grille. — On réalise pratiquement la suppression du courant de grille par l'artifice classique du condensateur shunté de grille ($\rho\gamma$ sur la figure *VII-22*). En utilisant une résistance ρ de grande valeur (de l'ordre du mégohm) la grille est automatiquement polarisée à une tension voisine de l'amplitude des oscillations de grille et le courant de grille réduit à une très faible valeur, quelle que soit l'amplitude des oscillations. De plus, le tube fonctionne en classe *C* et le courant de plaque se trouve réduit à des impulsions très brèves qui agissent sur le circuit oscillant par chocs ; cette circonstance, similaire de celle qui est réalisée en mécanique dans l'entretien des oscillations d'un pendule par des impulsions brèves au moment du passage à la verticale, est favorable à la stabilité des oscillations dont la fréquence est pratiquement égale à celle du circuit oscillant.

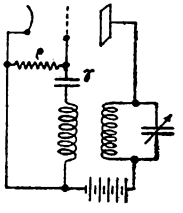


FIG. VI-22.

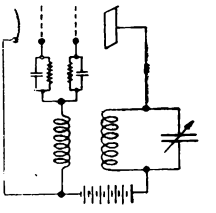


FIG. VII-23.

Cette idée a été exploitée systématiquement par P. David qui a proposé le montage de la figure *VII-23*, utilisant une lampe bigrille dont les deux grilles sont utilisées en parallèle comme grilles de commande et bloquées individuel-

lement par des capacités shuntées. La stabilité de fréquence atteint 1/100 000 sans précautions spéciales.

Suppression des déphasages de la réaction. — Dans le montage de la figure *VII-24* le circuit oscillant est complètement séparé des circuits du tube et couplé inductivement aux circuits de grille et de plaque par les bobines L_1 et L_2 en série avec des condensateurs C_1 et C_2. En réglant ces derniers *à la résonance* de façon à annuler exactement les réactances des bobines L_1 et L_2, toutes les causes de déphasage sont éliminées ; la tension de grille est en phase avec la force électromotrice induite dans la bobine L_1, donc en quadrature avec le courant i dans le circuit oscillant ; le courant de plaque est en phase avec la tension de grille et induit dans le circuit oscillant une force électromotrice d'entretien en phase avec le courant i. La fréquence est alors celle du circuit oscillant seul, de capacité C et d'inductance totale 2 L. La condition de concordance de phase s'écrit simplement :

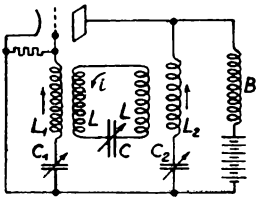


FIG. VII-24.

$$2LC\omega^2 = L_1C_1\omega^2 = L_2C_2\omega^2.$$

Soit : (4)
$$2LC = L_1C_1 = L_2C_2.$$

L'alimentation anodique en courant continu s'effectue en parallèle à travers la bobine d'arrêt B.

— En pratique, les relations de phases théoriques sont perturbées par les capacités réparties des bobines L, L_1 et L_2 et les capacités entre ces bobines ; les valeurs des capacités C_1 et C_2 qui assurent la compensation exacte des phases sont alors légèrement différentes de celles qu'indiquent les relations 4 et leurs réglages précis ne peuvent être déterminés qu'empiriquement.

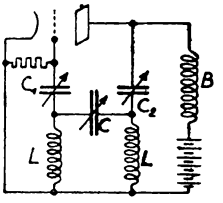


FIG. VII-25.

On peut éliminer cette difficulté en utilisant le montage de la figure *VII-25* dans lequel les bobines L_1 et L_2 sont respectivement confondues avec les bobines L correspondantes du circuit oscillant. Celles-ci, se trouvant simultanément dans le circuit oscillant et dans les circuits de grille et de plaque, interviennent par leur impédance apparente qui est automatiquement la même dans les deux circuits, quelles que soient les capacités réparties. La condition de compensation prend dans ce cas la forme simple :

$$2C = C_1 = C_2.$$

— Ce montage permet de réaliser la concordance de phase précise de la force électromotrice d'entretien avec le courant dans le circuit oscillant et d'obtenir une excellente stabilisation de la fréquence en fonction des tensions d'alimentation, d'autant plus que, le circuit étant isolé du tube, l'influence des capacités internes de celui-ci est également très atténuée.

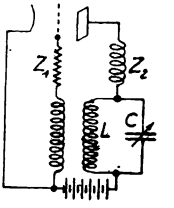


FIG. VII-26.

Dans le cas d'un oscillateur à fréquence fixe dans lequel on peut ajuster avec soin les capacités C_1 et C_2, la stabilité est meilleure que 1/100 000 pour des variations importantes des tensions d'alimentation. Dans le cas d'un oscillateur à fréquence variable, il faut jumeler mécaniquement

les trois condensateurs pour satisfaire la condition de compensation pour toutes les fréquences. De ce fait, la précision résultante est moindre en moyenne.

Le principal inconvénient de ce type de circuit réside dans la complication mécanique qu'imposent l'utilisation et l'alignement de trois condensateurs variables.

— *Rocard* a montré qu'on pouvait obtenir plus simplement des résultats comparables à l'aide du montage classique de la figure *VII-26* en connectant en série dans le circuit de la grille et dans le circuit de plaque des impédances Z_1 et Z_2 convenablement choisies, en particulier en faisant $Z_1 = 0$ et $Z_2 = L\omega$.

— On peut encore dans le même but utiliser des montages à résistance négative N, du type *dynatron*, représentés schématiquement par la figure *VII-27*. Bruzau [1] a montré que l'on pouvait dans ce cas rendre la fréquence des oscillations indépendante des caractéristiques du tube en intercalant une inductance L' en série avec la résistance négative ou une résistance R' en série avec la capacité.

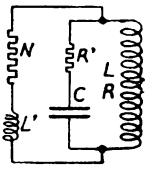


FIG. VII-27.

Annulation des variations de la résistance interne du tube. — L'effet perturbateur du tube ayant pour cause première les variations de sa résistance interne qui agit sur le terme « *b* » de la formule (3), on peut atténuer les variations de fréquence en fonction des variations des sources en stabilisant la valeur apparente de la résistance du tube.

Une première solution simple pour obtenir cette stabilisation consiste à introduire une contre-réaction en plaçant une résistance r dans le circuit de retour de la cathode. Les figures *VII-28 a* et *b* montrent comment on peut améliorer par ce moyen deux circuits par ailleurs classiques.

La *General Radio* emploie dans le même but le montage de la figure *VII-29* qui utilise la propriété de la résistance interne écran-cathode d'une pentode de varier en sens contraires quand on fait varier dans le même sens la tension de l'écran ou celle de la plaque. En choisissant judicieusement le rapport des tensions de plaque et d'écran par le jeu du curseur C, on peut trouver un réglage pour lequel il y a compensation. Pour ce réglage, la résistance interne cathode-écran du tube reste constante quand on fait varier la tension d'alimentation anodique ; par suite, la fréquence du circuit oscillant, qui utilise la grille écran comme anode, est pratiquement indépendante de la source à haute tension. Par contre, l'influence des variations de chauffage n'est pas compensée. Dans ce montage, la plaque sert d'électrode de couplage et attaque le circuit d'utilisation par la bobine d'arrêt B et le condensateur γ.

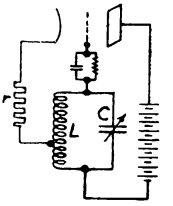


FIG. VII-28 *a*.

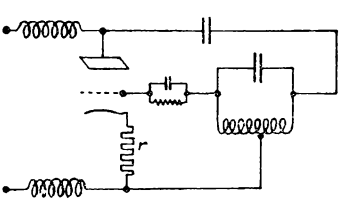


FIG. VII-28 *b*.

Découplage important du circuit oscillant. — En utilisant un circuit oscillant de bonne qualité, de telle sorte qu'il soit possible d'obtenir l'amorçage des

[1] Marc BRUZAU. — Sur quelques procédés destinés à stabiliser la fréquence de radio-oscillateurs — *Onde Electrique*. Vol. 11, n° 129. Septembre 1932, pp. 296-314.

oscillations en réalisant un couplage très lâche du tube avec le circuit, on peut atténuer dans de grandes proportions l'influence des caractéristiques de celui-ci sur la fréquence. L'oscillateur à quartz est l'exemple le plus typique du genre.

Franklin a indiqué un montage utilisant un circuit oscillant ordinaire (fig. *VII-30*) qui jouit

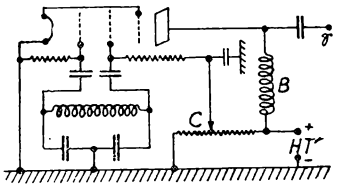


FIG. VII-29.

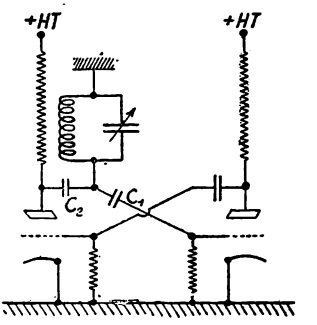


FIG. VII-30.

de propriétés voisines. Les circuits d'entretien sont constitués par un *multivibrateur* à deux tubes ; le circuit oscillant est connecté à *couplage très lâche* en parallèle sur l'une des résistances de plaque par l'intermédiaire des capacités C_1 et C_2 de valeurs très faibles de l'ordre de 1 pF. L'ensemble ramène aux bornes du circuit oscillant une résistance négative qui produit l'entretien des oscillations en réagissant très peu sur la fréquence.

Ondemètre hétérodyne synchronisé. — L'emploi de la méthode du battement pour le repérage de la fréquence avec un ondemètre hétérodyne présente l'inconvénient de nécessiter un organe auxiliaire, le détecteur amplificateur, qui complique l'appareillage. De plus, dans le cas des ondes très courtes, elle conduit à une précision de réglage prohibitive qui rend les mesures difficiles.

Gamet [1] a proposé une solution qui élimine ces deux inconvénients dans le cas où l'on veut mesurer la fréquence d'un émetteur. Si l'on fait agir cet émetteur sur un ondemètre hétérodyne dont on règle la fréquence au voisinage de celle de l'émetteur, l'ondemètre se synchronise sur l'émetteur. Mais si, la tension synchronisante restant constante, on fait varier la manette de réglage de la fréquence de l'ondemètre dans l'étendue de la plage de synchronisation, on constate que l'intensité des oscillations de l'ondemètre varie et passe par un maximum [2] très pointu pour le réglage qui correspond exactement à la fréquence de l'émetteur synchronisant.

En observant les variations d'intensité avec un indicateur quelconque, par exemple un milliampèremètre connecté dans un circuit détecteur, on peut repérer l'accord par un maximum de déviation, comme dans le cas d'un ondemètre à résonance. Par contre, l'acuité de la résonance, donc la précision de la mesure, sont bien supérieures à celles que peut fournir un simple circuit oscillant, même d'excellente qualité. On peut ainsi obtenir une précision de réglage de l'ordre de 10^{-5}.

Multivibrateurs. — Tous les ondemètres hétérodynes qui précèdent sont essentiellement des oscillateurs produisant une onde *sinusoïdale* unique et fournissant de ce fait un *repère de fréquence unique*, mais *réglable*.

(1) P. GAMET. — Description du fréquencemètre à ondes métriques type MD 61 S A. D. I. R. — *L'Onde Electrique*, vol. XVIII, janv. 1939, n° 205.

(2) R. MESNY. — *Radiotechnique générale*. Synchronisation des générateurs. Variation du courant dans le circuit oscillant du générateur, tome I, pp. 177 et 178. Librairie Chiron.

Les multivibrateurs, au contraire, sont des oscillateurs émettant une onde de *fréquence fixe* mais dont la *forme est très différente d'une sinusoïde.* Ils produisent alors, non seulement une onde à la fréquence fondamentale, mais toute une série d'ondes auxiliaires ayant respectivement pour fréquences les fréquences harmoniques de la fréquence fondamentale. Si la *distorsion* est très importante, les harmoniques peuvent avoir une intensité notable jusqu'à un rang élevé et l'oscillateur émet *simultanément* un nombre important d'oscillations d'intensités comparables et de fréquences diverses ; il devient un *multivibrateur* et fournit un *grand nombre de repères* de fréquences étalonnées *fixes*, harmoniques de la fréquence fondamentale et connues avec la même précision qu'elle.

— Pour obtenir ce résultat, il suffit en principe de réaliser une forte distorsion sur un générateur quelconque. Une solution simple consiste à attaquer sous une tension élevée la grille de commande d'un tube triode ou pentode fonctionnant en classe *C* avec un grand recul de grille. L'importance des harmoniques, donc le nombre des repères multiples de fréquence obtenus, est d'autant plus grande que la distorsion est plus importante. Ce dispositif est souvent désigné sous les noms de *générateurs d'harmoniques.*

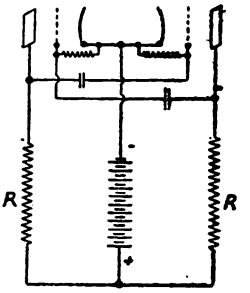


FIG. VII-31.

— Le plus souvent, on utilise comme multivibrateurs des oscillateurs spéciaux à *relaxation* qui fournissent directement des courants très déformés. Nous avons vu un exemple de ce type dans la base de temps d'un oscillographe cathodique (chap. I, § E 1°, p. 87) qui fournit une tension en *dents de scie* très riche en harmoniques. On utilise également très fréquemment le montage à deux tubes symétriques de la figure *VII-31*, le plus ancien du genre, connu sous le nom de *multivibrateur Abraham*, qui fournit des *courants carrés* à discontinuités brutales comportant un spectre harmonique très étendu.

— Les multivibrateurs à relaxation jouissent de la propriétés remarquable de se *synchroniser* très facilement sur un oscillateur de fréquence étalonnée, par exemple un oscillateur à quartz. Ils fournissent alors toute une gamme de repères fixes, étalonnée avec la même précision que l'oscillateur de référence, et pourvant s'étendre jusqu'aux harmoniques de rangs 100 à 150.

On les utilise comme des ondemètres hétérodynes ordinaires, en sélectionnant l'harmonique désiré à l'aide de circuits sélectifs, par exemple un simple récepteur, et en comparant par battement la fréquence de cet harmonique à celle de la source à mesurer.

— Une solution très commode, en pratique, consiste à utiliser comme multivibrateur la *base de temps d'un oscillographe.* On peut alors aisément, en opérant comme si l'on voulait observer l'oscillogramme de la tension étalonnée, obtenir la synchronisation du multivibrateur sur un sous-harmonique quelconque et par suite réaliser simplement un *réducteur de fréquence.* L'observation de la courbe tracée par le spot fournit immédiatement la valeur du rapport de réduction de fréquence.

7° Mesures en ondes d'amplitude variable.

Mesures en ondes modulées. — Une onde de fréquence F_0, modulée sinusoïdalement en amplitude avec une fréquence f, peut être regardée comme la somme de trois ondes non modulées : l'onde porteuse de fréquence F_0 et d'am-

plitude A et deux ondes latérales de fréquences respectives $F_0 + f$ et $F_0 - f$ et dont l'amplitude dépend du taux de modulation.

En définitive, l'onde de fréquence F_0 à mesurer est accompagnée de deux ondes parasites qui viennent perturber la mesure ; les possibilités d'exécution et la précision du résultat dépendent des moyens dont on dispose pour éliminer ces ondes parasites et sont variables avec la méthode de mesure utilisée.

Examinons à ce point de vue les diverses méthodes étudiées ci-dessus.

Ondemètre à résonance. — Si la fréquence de modulation f est assez grande et si l'on dispose d'un ondemètre très sélectif, on peut isoler les trois ondes et les mesurer séparément comme si elles étaient seules. Mais ceci n'est possible que si la fréquence de modulation f est suffisamment grande par rapport à la bande passante du circuit résonnant pour qu'on puisse apprécier nettement les trois accords.

En pratique la fréquence f se situe dans la gamme musicale et reste le plus souvent très petite devant F_0. Il en résulte que l'ondemètre ne réalise plus la séparation des trois ondes et fournit une résonance à pointe unique dont la largeur apparente croît avec f. La mesure reste faisable, mais sa précision est réduite d'autant plus que f est plus grand.

Ondemètre hétérodyne. — Lorsqu'on superpose aux trois ondes composantes de l'onde modulée une quatrième onde non modulée et de fréquence réglable étalonnée, il apparaît des battements entre cette onde et chacune des trois composantes ; on obtient alors à la sortie du détecteur un mélange de courants de fréquences variables dont l'analyse est en général difficile. Divers cas sont à considérer suivant la nature de la modulation de l'onde à mesurer.

— Dans le cas d'une onde à *modulation téléphonique*, par exemple dans le cas d'un émetteur de radiodiffusion, la modulation varie continuellement en amplitude et en fréquence au rythme de la parole ou de la musique. Il en est de même des ondes latérales, ainsi que des battements qui résultent de leurs interférences avec l'onde étalonnée ; seule l'onde porteuse d'amplitude et de fréquence constantes donne lieu à un battement stable dont la fréquence varie progressivement quand on fait varier celle de l'ondemètre hétérodyne. En définitive, quand on fait varier la fréquence de l'ondemètre, on perçoit nettement la note musicale de hauteur variable qui résulte du battement avec la porteuse seule et qui se détache sur un fond sonore perpétuellement fluctuant dont il est très facile de faire abstraction à l'écoute. Dès lors, on peut mesurer la fréquence porteurse F_0 comme si l'on opérait sur une onde non modulée.

— Il n'en est plus de même dans le cas d'une onde à *modulation stable*, par exemple dans le cas d'une onde modulée produite par un générateur de mesure quelconque.

Imaginons que l'on ait à mesurer une onde modulée sinusoïdalement, donc de la forme :

$$A(1 + m \sin \omega t) \sin \Omega t.$$

Soit en décomposant :

$$A \sin \Omega t + \frac{Am}{2} \cos (\Omega - \omega) t - \frac{Am}{2} \cos (\Omega + \omega) t.$$

Si l'on fait battre avec cette onde une onde étalonnée entretenue de la forme :

$$B \sin \Omega_0 t$$

on obtient une onde résultante que l'on peut écrire :

$$B \sin \Omega_0 t + A \sin [(\Omega - \Omega_0)t + \Omega_0 t] + \frac{Am}{2} \cos [(\Omega - \omega - \Omega_0)t + \Omega_0 t] - \frac{Am}{2} \cos [(\Omega + \omega - \Omega_0)t + \Omega_0 t].$$

En décomposant ces expressions et en regroupant les termes en $\sin \Omega_0 t$ et $\cos \Omega_0 t$, on obtient finalement une onde de pulsation Ω_0 ayant pour amplitude :

$$\sqrt{B^2 + A^2 + \frac{A^2m^2}{2} + A^2m \sin \omega t - \frac{A^2m^2}{4} \cos 2\omega t + 2AB \cos (\Omega - \Omega_0)t - BAm \sin [(\Omega - \omega) - \Omega_0]t + BAm \sin [(\Omega + \omega) - \Omega_0]t.}$$

— Si l'on admet pour simplifier qu'on fasse agir cette onde sur un détecteur à caractéristique parabolique, on obtient à la sortie du détecteur les courants musicaux suivants qui se superposent dans l'écouteur de contrôle :

Amplitude	Fréquence	Origine
A^2m	$f_1 = f$	Modulation de l'onde à mesurer
$\frac{A^2m^2}{4}$	$f_2 = 2f$	Harmonique de la modulation
$2AB$	$f_3 = \lvert F - F_0 \rvert$	Battement avec la porteuse
BAm	$f_4 = \lvert (F - f) - F_0 \rvert$	Battements avec les ondes latérales
BAm	$f_5 = \lvert (F + f) - F_0 \rvert$	

— Si le taux de modulation m est très faible, le courant de fréquence f_3, résultant du battement avec la porteuse, a une amplitude $2\ A\ B$ très supérieure à celles des autres courants. Il devient alors possible de le percevoir distinctement et de faire la mesure de la porteuse F, comme dans le cas d'une onde entretenue, en faisant abstraction à l'écoute des autres courants plus faibles.

— Si au contraire la modulation est plus profonde, ces derniers croissent, tandis que le courant utile de fréquence f_3 conserve une amplitude constante ; on obtient alors dans l'écouteur un mélange de courants musicaux, de fréquences fixes (f_1, f_2) et variables (f_3, f_4 et f_5), dont la séparation devient très délicate. La difficulté est d'autant plus grande que les diverses fréquences sont plus voisines, donc que la fréquence f est plus faible. En outre, on voit apparaître des battements musicaux chaque fois que l'une des fréquences variables vient coïncider avec l'une des fréquences fixes. Les combinaisons possibles sont les suivantes :

Condition des battements	Réglage correspondant	Condition des battements	Réglage correspondant
$f_3 = f$	$\lvert F - F_0 \rvert = f$	$f_3 = 2f$	$\lvert F - F_0 \rvert = 2f$
$f_4 = f$	$\lvert F - F_0 \rvert = 2f$	$f_4 = 2f$	$\lvert F - F_0 \rvert = 3f$
$f_5 = f$	$\lvert F - F_0 \rvert = 0$	$f_5 = 2f$	$\lvert F - F_0 \rvert = f$

Autrement dit, on observe des battements de part et d'autre de l'accord, chaque fois que la fréquence étalonnée F_0 diffère de la fréquence porteuse F

d'une quantité égale à la fréquence de modulation f ou à ses premiers harmoniques. Si cette fréquence est connue, cet effet fournit une suite de repères fixes, encadrant la fréquence F et peut dans certains cas permettre de repérer l'accord ou des déréglages connus.

— Dans le cas où l'on a affaire à une onde à modulation non sinusoïdale, les phénomènes se compliquent encore par la présence des ondes latérales produites par les harmoniques de la modulation.

— En résumé, la *méthode hétérodyne* devient *pratiquement inutilisable* pour mesurer la fréquence porteuse d'une *onde modulée profondément* à fréquence fixe.

Dans les conditions usuelles ce problème se pose surtout pour l'étalonnement d'un oscillateur de mesure, tel que ceux que l'on utilise pour l'étude des récepteurs. On peut tourner la difficulté en utilisant l'un des modes opératoires suivants :

a) si l'oscillateur comporte un organe de modulation sans réaction sur la fréquence porteuse, on coupe la modulation et on mesure la fréquence en régime non modulé ;

b) si la modulation risque d'introduire des variations de la fréquence porteuse, et si l'oscillateur étudié comporte un circuit pilote non modulé, on peut faire la mesure de la fréquence porteuse en couplant directement l'ondemètre hétérodyne avec le circuit pilote ;

c) dans le cas où aucune de ces solutions n'est utilisable, il faut atténuer ou faire disparaître la modulation.

On peut dans ce but faire agir l'oscillateur à mesurer sur un filtre de bande très sélectif, par exemple un récepteur comportant un circuit à réaction, et mesurer avec l'ondemètre hétérodyne la fréquence porteuse du signal obtenu à la sortie du filtre.

On peut également, si la modulation n'est pas trop profonde, faire passer le signal à mesurer à travers un limiteur d'amplitude, ou écrêteur, analogue à ceux qui servent à la réception des ondes modulées en fréquence ; on obtient alors à la sortie un signal non modulé, de fréquence égale à la fréquence porteuse du signal modulé incident et qu'on peut mesurer alors sans difficulté.

Contrôle d'une modulation de fréquence. — Dans beaucoup d'oscillateurs usuels, la modulation d'amplitude s'accompagne d'une modulation parasite de fréquence, synchrone de la modulation d'amplitude et désignée couramment sous le nom de *scintillation*. Celle-ci peut avoir des répercussions graves sur les résultats de certaines mesures ; dans le cas des mesures de fréquence par la méthode hétérodyne elle perturbe le battement et fait disparaître le trou de réception caractéristique de l'accord exact, rendant ainsi la mesure impossible ; dans le cas du relevé de la courbe de sélectivité d'un récepteur elle modifie profondément la forme de la courbe du signal détecté, etc. Il est donc indispensable de pouvoir la contrôler et éventuellement la mesurer.

Un moyen commode pour constater l'existence de la modulation de fréquence et évaluer qualitativement son importance consiste précisément à utiliser les perturbations qu'elle provoque sur une courbe de résonance.

On fait agir la source sur un circuit oscillant suivi d'un détecteur, par exemple sur un simple récepteur ordinaire. On place un appareil de mesure dans le circuit du détecteur pour mesurer l'onde porteuse et un autre appareil de mesure à la sortie de l'amplificateur à basse fréquence pour mesurer le signal détecté.

Cela fait, on fait varier la fréquence de l'oscillateur (ou la fréquence du récep-

teur) de part et d'autre de l'accord, et on trace les courbes de résonance déduites des indications des deux appareils de mesures.

Si l'oscillateur étudié est seulement modulé en amplitude, sans aucune modulation de fréquence, les deux courbes ont l'aspect général des courbes de résonance et passent *ensemble* par leur maximum (courbe 1 en trait plein sur la figure *VII-32*).

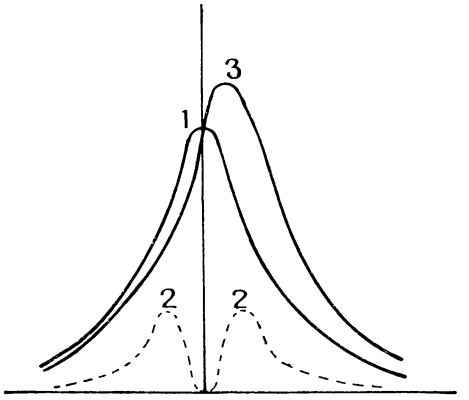


FIG. VII-32.

Si l'oscillateur était seulement modulé en fréquence avec une faible profondeur (cas usuel), le signal détecté deviendrait nul au moment de l'accord (sommet de la courbe à tangente horizontale) et donnerait lieu à deux maximums obtenus de part et d'autre de l'accord dans les régions à forte pente de la courbe de résonance des étages à haute fréquence, celles-ci ci ayant pour effet de transformer la modulation de fréquence en modulation d'amplitude.

La courbe de résonance fournie par l'indicateur de porteuse ne serait pas modifiée (courbe 1), mais la courbe fournie par l'indicateur de signal de sortie prendrait l'aspect particulier de la courbe en pointillés à deux pointes de la figure *VII-32* (courbe 2). De plus, la phase du signal de sortie correspondant à ces deux pointes s'inverserait, en passant de l'une à l'autre, en même temps que la pente de la courbe de résonance des étages à haute fréquence.

Enfin, dans le cas où il y a simultanément modulation d'amplitude et modulation de fréquence, les deux effets se superposent et le courant à la sortie résulte de l'addition des courants à basse fréquence, produits par chaque modulation. Si l'on remarque que la phase du courant produit par la modulation d'amplitude reste fixe, tandis que celle du courant dû à la modulation de fréquence s'inverse en passant par l'accord, on voit que les deux courants sont en phase et s'ajoutent d'un côté de l'accord et se retranchent au contraire de l'autre côté. La courbe de résonance du signal détecté, fournie par l'indicateur de sortie, affecte alors l'aspect dyssymétrique de la courbe 3 en trait plein de la figure *VII-32* ; celle de la porteuse conserve la forme primitive 1.

En définitive, quand il y a modulation de fréquence superposée à la modulation d'amplitude, les deux appareils de mesure, connectés sur le détecteur et à la sortie, *ne passent pas ensemble par leur maximum* ; l'écart de fréquence d'accord est indépendant de la fréquence de la modulation et souvent très supérieur à cette fréquence ; il peut servir de moyen d'évaluation et de contrôle qualitatif de la modulation de fréquence.

— Dans le cas où la modulation de fréquence devient assez grande pour que le balayage de fréquence devienne supérieur à la bande passante du récepteur, la modulation d'amplitude résultant de la modulation de fréquence s'éteint à l'accord en ce qui concerne le terme fondamental de la modulation, mais on voit apparaître des modulations parasites de fréquences harmoniques, en particulier à la fréquence double. On constate alors, au moment où l'on réalise

l'accord du récepteur, une distorsion importante du signal de sortie dont le timbre s'élève de façon d'autant plus importante que la modulation de fréquence est plus grande et le récepteur plus sélectif ; simultanément, son niveau à la sortie du récepteur est modifié.

— On peut encore examiner l'onde à analyser à l'aide d'un récepteur panoramique ; s'il y a modulation de fréquence, on en est informé par un élargissement du spectre correspondant qui apparaît sur l'écran de l'oscillographe.

— Si l'on tient à mesurer d'une façon précise l'indice de modulation de fréquence, une solution simple consiste à faire passer le signal à analyser à travers un limiteur d'amplitude, qui écrête la modulation d'amplitude, et un discriminateur identique à ceux qui sont utilisés dans les récepteurs d'onde modulée en fréquence, qui transforme la modulation de fréquence en modulation d'amplitude. L'analyse et la mesure, par les moyens indiqués au chapitre IX, § B 2°, des caractéristiques de la modulation d'amplitude ainsi obtenue permettent, moyennant un étalonnage préalable, de remonter à la modulation de fréquence et d'en déduire la valeur de l'indice de modulation.

Mesures en ondes amorties. — Les ondes amorties ont été très utilisées dans les premières réalisations de la radiotechnique ; elles sont presque abandonnées aujourd'hui, sauf pour quelques rares applications particulières. Il est bon cependant de pouvoir, à l'occasion, mesurer leur pseudopériode. A ce point de vue les diverses méthodes de mesure analysées ci-dessus donnent des résultats très différents.

Ondemètre à résonance. — Dans le cas d'une onde amortie, la forme de la courbe de résonance dépend, non seulement du décrément du circuit oscillant utilisé comme ondemètre $\left(\delta = \frac{R}{2L}\, T = \frac{\pi}{Q}\right)$, mais aussi du décrément de la source à mesurer. Si l'on utilise un circuit de bonne qualité dont le décrément est très inférieur à celui de l'onde incidente, l'amortissement apparent de la résonance est défini uniquement par cette dernière ; on obtient alors une résonance floue qui permet d'évaluer la fréquence d'accord mais la précision est médiocre, d'autant plus que l'onde mesurée est plus amortie.

Méthode de zéro. — Il est possible au contraire d'obtenir un très bonne mesure en utilisant une méthode de zéro, en particulier avec l'ondemètre Armagnat. Dans ce cas, en effet, on oppose dans le détecteur des courants de même nature (amortis) provenant : les uns de l'induction directe des courants à mesurer, les autres des oscillations libres du circuit oscillant étalonné. Si l'on s'arrange pour que le circuit oscillant ait même décrément que l'onde incidente, on peut, en réglant la fréquence et le couplage de l'ondemètre, obtenir un zéro complet en onde amortie comme en onde entretenue. On a alors une excellente précision de mesure.

Dans le cas général où les décréments ne sont pas égaux, on n'obtient plus le zéro complet, mais un minimum assez net et la mesure conserve une précision acceptable variable avec le décrément de l'onde étudiée.

Méthode hétérodyne. — Si l'on combine une onde entretenue étalonnée avec une onde amortie, on n'obtient plus de battement car l'onde amortie se compose d'une suite de décharges oscillantes de durée très courte et dont les phases sont essentiellement variables d'un train à l'autre. Au moment où la fréquence de l'onde entretenue s'approche de celle de l'onde amortie, on perçoit seulement l'apparition d'un souffle particulier qui ne permet qu'un repérage

assez flou de la fréquence. Cette solution ne peut être considérée comme un moyen de mesure.

Ondemètre à buzzer. — Il se compose essentiellement d'un circuit oscillant *LC* (fig. *VII-33*), connecté en parallèle avec un vibreur *V* constitué par la palette mobile d'une petite sonnette *B* alimentée par une pile *P*. A chaque rupture du contact entre la palette et sa butée, le circuit oscillant est excité par choc et produit un train d'ondes amorties ayant sa fréquence propre et son décrément; la fréquence des trains est égale à celle des vibrations de la palette mobile du vibreur.

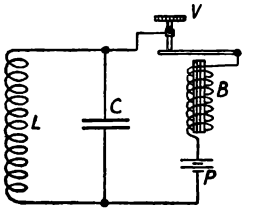


FIG. VII-33.

On réalise ainsi un véritable petit émetteur d'ondes amorties étalonnées qui, pendant longtemps, a été utilisé comme ondemètre aux lieu et place des ondemètres hétérodynes à ondes modulées. Il peut encore rendre des services en raison de sa simplicité de réalisation pour certaine mesures, par exemple pour l'étalonnage grossier d'un récepteur.

8° Fréquencemètres divers.

Résonateurs mécaniques. — Dans la gamme des fréquences radioélectriques, le résonateur mécanique idéal, le seul pratiquement employé, est le quartz piézoélectrique.

Le plus souvent , il est utilisé pour synchroniser les oscillations d'un ondemètre hétérodyne à fréquence fixe § 6°, p. 454).

On peut également l'utiliser comme simple résonateur électrique en employant l'une des méthodes indiquées au chapitre VI, § D 2° et 3° pour mesurer les caractéristiques d'un cristal, soit la méthode de la crevasse, soit le montage de la figure *VI-37* ou un montage du même type.

— Une solution toute différente et originale a été proposée par *Giebe* et *Scheibe*, celle des *quartz lumineux*. Le cristal est disposé sous forme d'un bâtonnet dans une enceinte remplie d'un mélange de néon et d'hélium à basse pression. Ses vibrations mécaniques sont excitées à l'aide de petites électrodes attaquées par la source à mesurer et convenablement disposées de part et d'autre du cristal.

Lorsque le quartz entre en résonance, il apparaît des champs électriques intenses au voisinage des ventres de tension et le gaz s'illumine. Comme le barreau de quartz est fixé systématiquement en ses nœuds de vibrations, il constitue un résonateur extrêmement peu amorti et l'apparition des lueurs fournit des repères très précis de fréquence : 10^{-5} à 10^{-6}.

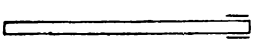


FIG. VII-34 *a*.

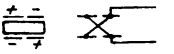


FIG. VII-34 *b*.

Dans la gamme radioélectrique usuelle, Giebe et Scheibe utilisent les vibrations longitudinales du barreau en l'excitant par des fils souples reliés à ses extrémités. Pour la fréquence, la plus basse, le barreau vibre en demi-onde et les lueurs apparaissent à ses deux extrémités ; mais on peut également faire vibrer le quartz sur ses harmoniques, auquel cas on obtient des lueurs multiples réparties le long du barreau aux ventres de tensions. On peut ainsi obtenir des repères de fréquence jusqu'à 3 MHz.

Pour des fréquences plus basses, descendant jusqu'à 15 000 ou 10 000 Hz

on utilise des bâtonnets très allongés mis en vibrations longitudinales à l'aide de petites électrodes disposées de part et d'autre d'une extrémité du cristal et sans contact avec lui (fig. *VII-34 a*).

On peut encore, sur le même principe, mais en utilisant des *vibrations transversales* du barreau, réaliser des résonateurs fonctionnant dans la gamme acoustique. Les vibrations sont excitées, comme dans le cas de la figure *VII-34 a*, à l'aide de petites électrodes agissant sur le cristal sans contact avec lui, mais disposées de telle sorte que les fibres du cristal soient comprimées d'un côté et étirées de l'autre. Un mode d'attaque utilisé est représenté en coupe sur la figure *VII-34 b* ; il utilise un système de 4 électrodes, disposées deux à deux sur chaque face du cristal et alimentées en opposition de façon à créer sur chaque bord du cristal des champs de signes contraires.

Fréquencemètre à lecture directe. — Les fréquencemètres à fonctionnement automatique et à lecture directe sont pratiquement inutilisés dans la gamme des fréquences radioélectriques, d'autant plus que les principes mis en œuvre dans ce but en basse fréquence (chap. III, § C 2°, p. 228) sont pour la plupart difficiles à transposer en haute fréquence. Seul parmi ceux qui sont décrits au chapitre III, le dispositif à logomètre (fig. *III-31*) pourrait à l'occasion être utilisé à condition de prendre comme redresseurs des cellules spéciales pour haute fréquence telles que des valves ou des détecteurs à contact solide.

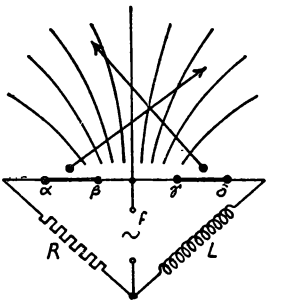


FIG. VII-35.

— Notons pour terminer une solution simple indiquée en 1910 par le *général Ferrié* et représentée sur la figure *VII-35*. L'ondemètre Ferrié se composait de deux ampèremètres thermiques $\alpha\beta$ et $\gamma\delta$, alimentés en parallèle par la source de fréquence f à mesurer par l'intermédiaire : l'un d'une inductance L, l'autre d'une résistance R. Les courants qui les traversaient étaient fonction à la fois de la tension et de la fréquence de la source, mais leur rapport ne dépendait que de la fréquence, comme dans le cas du fréquencemètre à logomètre de la figure *III-31*.

Les aiguilles des deux appareils se déplaçaient en sens inverses sur un même cadran de telle sorte que, à fréquence constante et tension variable, leur point de croisement reste sur une courbe caractéristique de la fréquence.

En portant sur le cadran une série de courbes repérées, lieux du point de croisement pour diverses fréquences, l'appareil fournissait par simple lecture de la position du point de croisement sur le réseau de courbes la valeur de la fréquence, quelle que soit la tension de la source.

Cet appareil, réservé aux ondes longues, avait une précision médiocre et n'est plus utilisé, mais son principe peut avoir d'autres applications et est intéressant à retenir.

Fréquencemètres à compteurs. — Ces appareils utilisent essentiellement les compteurs électroniques qui, dans les détecteurs Geiger, permettent de dénombrer les particules électrisées.

Ils comportent des chaînes de basculeurs électroniques, déclenchés l'un après l'autre par l'action des impulsions électriques successives agissant à l'entrée de l'appareil et groupés en décades à la façon d'un compteur de tours mécanique.

Ils affichent, par l'intermédiaire de voyants lumineux, le nombre d'impulsions reçues dans un temps donné.

Pour en faire des fréquencemètres, il suffit de libérer le fonctionnement des compteurs pendant un temps connu avec précision de façon que l'appareil enregistre le nombre de périodes dans un temps donné. Cette fonction est remplie par un oscillateur étalon, piloté par quartz, qui, après démultiplication de fréquence, débloque l'entrée des compteurs pendant un temps connu égal à un multiple entier de la période de l'oscillateur. En faisant varier le rapport de démultiplication, on peut disposer de divers temps de comptage, par exemple 0,1 , 1 et 10 secondes, et faire ainsi varier la sensibilité et la précision des mesures.

Le résultat est affiché à 1 cycle près ; la précision de la mesure est donc d'autant meilleure que la fréquence est plus élevée et le temps de comptage plus long. On réalise couramment des fréquencemètres de ce type fonctionnant jusqu'à 1 MHz. En les combinant avec un changeur de fréquence, on peut les utiliser jusqu'à 20 MHz.

— Il est possible également, en inversant les rôles, de faire de ces appareils des mesureurs de temps. Il suffit pour cela de débloquer les compteurs par le phénomène dont on veut évaluer la durée et de compter, pendant ce temps, le nombre de périodes de l'oscillateur étalon inclus dans l'appareil.

CHAPITRE VIII

MESURES EN TRÈS HAUTE FRÉQUENCE

A. — INTRODUCTION

L'organe fondamental de toutes les mesures en haute fréquence est le circuit oscillant usuel à constantes localisées.

La définition de ce circuit, et par suite son utilisation comme appareil de mesure, deviennent de plus en plus incertaines à mesure que la fréquence s'élève du fait de l'inductance des connexions et des capacités réparties de tous les organes comme nous l'avons vu au chapitre VII, § C 5°, p. 448.

En fait, pour des ondes de l'ordre du mètre, et plus courtes, la technique utilisée sur ondes longues devient pratiquement inapplicable. Il faut alors tenir compte d'une façon explicite des caractéristiques réparties de tous les organes constituant les circuits et on est conduit tout naturellement à remplacer les circuits usuels à constantes localisées par les circuits à constantes réparties, du type « ligne », qui sont à la base de la technique des très hautes fréquences.

En conséquence, dans la gamme des très hautes fréquences, par exemple supérieures à 100 MHz ($\lambda < 3$ m), le circuit de mesure type est constitué, non plus par le circuit oscillant classique utilisé en ondes longues, mais par un système équivalent utilisant une ligne résonnante.

Dans ce qui suit, nous commencerons donc par rappeler brièvement les caractéristiques fondamentales des lignes qui définissent leurs possibilités d'utilisation en tant que circuit de mesure.

B. — RAPPEL DES PROPRIÉTÉS DES LIGNES

1° Définitions et équations de propagation.

Considérons une ligne attaquée par une source à son extrémité AB et débitant sur une impédance d'utilisation $\mathfrak{Z}_u$ connectée à son extrémité opposée $A'B'$ (fig. *VIII-1*).

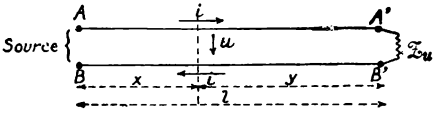


FIG. VIII-1.

Désignons par :

l la longueur de la ligne,

l'abscisse d'un point courant à partir de l'extrémité réceptrice $A'B'$, comptée positivement à partir de cette extrémité,

i et u le courant et la différence de potentiel au point courant y, comptés positivement comme l'indiquent les flèches,
$\mathcal{R}_0 = R_0 + \mathrm{j} L_0 \omega$ l'impédance unitaire de la ligne,
$\mathcal{Y}_0 = G_0 + \mathrm{j} C_0 \omega$ l'admittance de fuites unitaire de la ligne.

Les équations de propagation sur la ligne peuvent s'écrire sous la forme :

$$(1) \qquad \boxed{\begin{aligned} \mathcal{U} &= P\mathrm{e}^{\gamma y} + Q\mathrm{e}^{-\gamma y} \\ \mathcal{I} &= \frac{1}{\mathcal{Z}_c}(P\mathrm{e}^{\gamma y} - Q\mathrm{e}^{-\gamma y}) \end{aligned}}$$

en posant :

$$\begin{cases} \mathcal{Z}_c = \sqrt{\dfrac{\mathcal{R}_0}{\mathcal{Y}_0}} = \text{impédance caractéristique de la ligne} \\ \gamma = \sqrt{\mathcal{R}_0 \mathcal{Y}_0} = \alpha + \mathrm{j}\beta \\ \alpha = \text{coefficient d'affaiblissement} \\ \beta = \dfrac{2\pi}{\lambda} = \text{constante de phase.} \end{cases}$$

— Si l'on désigne par $\mathcal{I}_u$ et $\mathcal{U}_u$ le courant et la différence de potentiel aux bornes de l'impédance d'utilisation $\mathcal{Z}_u$ ($y = 0$), les équations définissant l'état électrique de la ligne au point courant d'abscisse y, déduites des relations (1), peuvent s'écrire :

$$(2) \qquad \begin{cases} \mathcal{U} = \mathcal{U}_u \operatorname{ch} \gamma y + \mathcal{Z}_c \mathcal{I}_u \operatorname{sh} \gamma y \\ \mathcal{Z}_c \mathcal{I} = \mathcal{U}_u \operatorname{sh} \gamma y + \mathcal{Z}_c \mathcal{I}_u \operatorname{ch} \gamma y. \end{cases}$$

soit, en faisant figurer *l'impédance d'utilisation réduite* z_u, définie par les relations:

$$(3) \qquad \boxed{z_u = \frac{\mathcal{Z}_u}{\mathcal{Z}_c} = r + \mathrm{j}x}$$

$$(4) \qquad \begin{cases} \mathcal{U} = (z_u \operatorname{ch} \gamma y + \operatorname{sh} \gamma y)\mathcal{Z}_c \mathcal{I}_u \\ \mathcal{I} = (z_u \operatorname{sh} \gamma y + \operatorname{ch} \gamma y)\mathcal{I}_u. \end{cases}$$

En exprimant l'impédance d'utilisation réduite par ses *coordonnées circulaires* ζ et η définies par les relations :

$$(5) \qquad \boxed{z_u = \operatorname{th} \psi = \operatorname{th} (\xi + \mathrm{j}\eta)}$$

$$(6) \qquad \text{avec} \quad \begin{cases} r = \dfrac{1}{2} \cdot \dfrac{\operatorname{sh} 2\xi}{\operatorname{sh}^2 \xi + \cos^2 \eta} \\ x = \dfrac{1}{2} \cdot \dfrac{\sin 2\eta}{\operatorname{sh}^2 \xi + \cos^2 \eta} \end{cases}$$

les relations (4) deviennent :

$$(7) \qquad \begin{cases} \mathcal{U} = \dfrac{\mathcal{Z}_c \mathcal{I}_u}{\operatorname{ch} \psi} \operatorname{sh} (\gamma y + \psi) \\ \mathcal{I} = \dfrac{\mathcal{I}_u}{\operatorname{ch} \psi} \operatorname{ch} (\gamma y + \psi). \end{cases}$$

Si l'on fait $y = l$, on en déduit les relations entre les courants et tensions aux deux extrémités de la ligne :

$$(8)\qquad \begin{cases} \mathfrak{U}_e = \dfrac{\mathfrak{Z}_c \mathfrak{I}_u}{\operatorname{ch} \psi} \operatorname{sh} (\gamma l + \psi) \\ \mathfrak{I}_e = \dfrac{\mathfrak{I}_u}{\operatorname{ch} \psi} \operatorname{ch} (\gamma l + \psi) \end{cases}$$

en désignant par $\mathfrak{U}_e$ et $\mathfrak{I}_e$ la tension et le courant à l'entrée AB de la ligne, et par suite la valeur de l'*impédance apparente de la ligne* aux bornes AB de la source :

$$(9)\qquad \mathfrak{Z}_e = \frac{\mathfrak{U}_e}{\mathfrak{I}_e} = \mathfrak{Z}_c \operatorname{th} (\gamma l + \psi).$$

Ces relations sont tout à fait générales et valables par conséquent dans tous les cas, quelles que soient les caractéristiques, en particulier les facteurs de pertes, de la ligne et de l'impédance d'utilisation.

2° Cas d'une ligne à faibles pertes.

Dans les cas des lignes usuelles utilisées pour les mesures, les facteurs de pertes p et q (chap. VI, § B 2°, p. 382) sont toujours très faibles et l'affaiblissement αy des tronçons de ligne utilisés est toujours très petit devant lunité (10^{-2} à 10^{-3})

On peut alors écrire pratiquement :

$$\operatorname{sh} \gamma y = \operatorname{sh} (\alpha + \mathrm{j}\beta) y \approx \alpha y \cos \beta y + \mathrm{j} \sin \beta y$$
$$\operatorname{ch} \gamma y = \operatorname{ch} (\alpha + \mathrm{j}\beta) y \approx \cos \beta y + \mathrm{j}\, \alpha y \sin \beta y$$

et les relations fondamentales (4) prennent la forme:

$$(10)\qquad \begin{cases} \mathfrak{U} = [(z_u + \alpha y) \cos \beta y + \mathrm{j}\,(1 + z_u \alpha y) \sin \beta y]\, \mathfrak{Z}_c \mathfrak{I}_u \\ \mathfrak{I} = [(1 + z_u \alpha y) \cos \beta y + \mathrm{j}\,(z_u + \alpha y) \sin \beta y]\, \mathfrak{I}_u \end{cases}$$

qui deviendrait, *si les pertes en ligne étaient rigoureusement nulles* ($\alpha = 0$)

$$(11)\qquad \begin{cases} \mathfrak{U} = (z_u \cos \beta y + \mathrm{j} \sin \beta y)\, \mathfrak{Z}_c \mathfrak{I}_u \\ \mathfrak{I} = (\cos \beta y + \mathrm{j} z_u \sin \beta y)\, \mathfrak{I}_u. \end{cases}$$

3° Propriétés d'une ligne en quart d'onde.

Considérons une ligne de longueur $l = \dfrac{\lambda}{4}$, attaquée à son extrémité AB sous une tension $\mathfrak{U}_e$ par une source débitant dans la ligne un courant $\mathfrak{I}_e$, et débitant un courant $\mathfrak{I}_u$ sous une tension $\mathfrak{U}_u$ dans une impédance de charge $\mathfrak{Z}_u$ connectée à son autre extrémité $A'B'$.

Les relations entre les courants ($\mathfrak{I}_u$ et $\mathfrak{I}_e$) et les tensions ($\mathfrak{U}_u$ et $\mathfrak{U}_e$), aux deux extrémités de la ligne, se déduisent des expressions (8) et (10) en posant $y = l = \dfrac{\lambda}{4}$, donc $\cos \beta y = 0$ et $\sin \beta y = 1$.

Leur discussion conduit aux propriétés suivantes particulièrement importantes pour les applications pratiques.

Fonctionnement en voltmètre. — La première relation (10) donne :

$$\mathcal{U}_e = \mathrm{j}(1 + z_u \alpha l)\mathcal{Z}_c \mathcal{J}_u.$$

Soit en module, en remplaçant $z = r + \mathrm{j}x$:

$$I_u = \frac{U_e}{\mathcal{Z}_c \sqrt{1 + 2r\alpha l + (r^2 + x^2)\alpha^2 l^2}}.$$

Dans le cas où l'impédance d'utilisation $\mathcal{Z}_u$ est de l'ordre de grandeur ou inférieure à l'impédance caractéristique de la ligne ($r \leqslant 1$, $x \leqslant 1$) et où les pertes de la ligne sont faibles ($\alpha l \ll 1$), cette expression se réduit pratiquement à :

(12) $$\boxed{I_u = \frac{U_e}{\mathcal{Z}_c}}$$

c'est-à-dire à la relation que l'on déduirait directement de (11) en supposant les pertes de la ligne rigoureusement nulles.

Le courant dans l'impédance d'utilisation est alors indépendant de la valeur de cette impédance et ne dépend que de l'impédance caractéristique de la ligne. Celle-ci pouvant en général se calculer avec une bonne approximation dans le cas de lignes usuelles de forme simple (§ 5°, p. 472), l'emploi d'une ligne en quart d'onde permet de substituer une mesure d'intensité de courant à une mesure de tension et est à la base de la réalisation des voltmètres étalons en haute fréquence.

Transformateur d'impédance. — Avec les mêmes hypothèses, les relations (10) donnent :

$$\mathcal{U}_e = \mathrm{j}(1 + z_u \alpha l)\mathcal{Z}_c \mathcal{J}_u$$
$$\mathcal{J}_e = \mathrm{j}(z_u + \alpha l)\mathcal{J}_u$$

c'est-à-dire pratiquement ($\alpha l \ll 1$), sauf dans le cas où $\mathcal{Z}_u$ serait très petit ou très grand devant $\mathcal{Z}_c$ (r et x très petits ou très grands devant l'unité) :

$$\mathcal{U}_e = \mathrm{j}\mathcal{Z}_c \mathcal{J}_u$$
$$\mathcal{J}_e = \mathrm{j} z_u \mathcal{J}_u = \mathrm{j}\frac{\mathcal{Z}_u}{\mathcal{Z}_c}\mathcal{J}_u$$

relations qui se déduisent directement de (11).

L'impédance apparente de la ligne chargée, aux bornes de la source, est alors :

$$\mathcal{Z}_e = \frac{\mathcal{U}_e}{\mathcal{J}_e} = \frac{\mathcal{Z}_c^2}{\mathcal{Z}_u} = \mathcal{Z}_u \left(\frac{\mathcal{Z}_c}{\mathcal{Z}_u}\right)^2.$$

Tout se passe donc comme si l'impédance d'utilisation $\mathcal{Z}_u$ était connectée aux bornes de la source à travers un transformateur d'impédance de rapport complexe :

$$m = \frac{\mathcal{Z}_u}{\mathcal{Z}_c}.$$

— Les trois impédances sont liées par la relation simple :

(13) $$\boxed{\mathcal{Z}_e \mathcal{Z}_u = \mathcal{Z}_c^2}.$$

Comme $\mathcal{Z}_c$ est pratiquement réel, on en conclut que $\mathcal{Z}_e$ et $\mathcal{Z}_u$ sont conjugués.

Une ligne en quart d'onde peut donc être utilisée comme transformateur d'adaptation d'impédance.

Transformateur d'intensité. — Dans les mêmes conditions que ci-dessus $\left(y = l = \frac{\lambda}{4}\right)$, la seconde relation (10) donne :

$$\frac{\mathfrak{I}_e}{\mathfrak{I}_u} = \mathrm{j}\,(z_u + \alpha l).$$

Soit en module, en remplaçant $z_u = r + \mathrm{j}x$:

$$\frac{I_e}{I_u} = \sqrt{(r^2 + x^2) + 2r\alpha l}.$$

Dans le cas usuel où $\mathfrak{Z}_u$ est de l'ordre de $\mathfrak{Z}_c$ et où αl est très petit devant l'unité, cette expression se réduit à :

$$\frac{I_e}{I_u} = \frac{|\mathfrak{Z}_u|}{\mathfrak{Z}_c}. \tag{14}$$

La ligne quart d'onde se comporte alors comme un transformateur d'intensité ; mais le rapport de transformation dépend de la valeur de $\mathfrak{Z}_u$.

En combinant deux tronçons de ligne en quart-d'onde d'impédances caractéristiques différentes, il est possible de réaliser un transformateur d'intensité indépendant de la valeur de $\mathfrak{Z}_u$.

Considérons (fig. *VIII-2*) deux tronçons de ligne, ayant chacun une longueur égale à $\lambda/4$, d'impédances caractéristiques différentes $\mathfrak{Z}_1$ et $\mathfrak{Z}_2$, connectés en série, alimentés à l'une des extrémités par une source et débitant par l'autre sur une impédance d'utilisation $\mathfrak{Z}_u$.

Soient $\mathfrak{I}_e$ le courant débité par la source dans la ligne 1 et $\mathfrak{I}_u$ le courant débité par la ligne 2 dans $\mathfrak{Z}_u$.

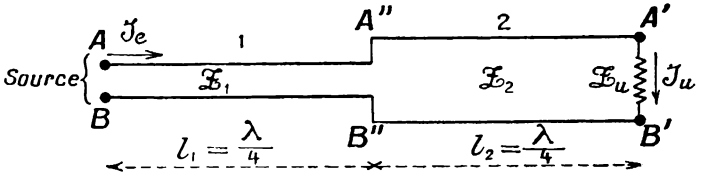


FIG. VIII-2.

En admettant que les lignes soient à faibles pertes et en utilisant les résultats des discussions qui précèdent, on en déduit que :

1° Au point de raccordement $A''B''$ entre les deux lignes :

a) l'impédance apparente du tronçon 2 est :

$$\mathfrak{Z}_2' = \frac{\mathfrak{Z}_2^2}{\mathfrak{Z}_u}.$$

b) la tension à l'entrée du tronçon 2 est :

$$\mathfrak{U}_2 = \mathfrak{Z}_2 \mathfrak{I}_u.$$

c) le courant débité par le tronçon 1 dans le tronçon 2 est :

$$\mathfrak{I}_2 = \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{Z}_2'} = \frac{\mathfrak{Z}_u}{\mathfrak{Z}_2}\mathfrak{I}_u.$$

2° Le courant $\mathfrak{I}_e$ débité par la source à l'entrée du tronçon 1 est alors lié au courant $\mathfrak{I}_2$ débité par ce tronçon dans l'impédance de charge $\mathfrak{Z}_2'$ par la relation (14) :

$$\mathfrak{I}_e = \frac{\mathfrak{Z}_2'}{\mathfrak{Z}_1}\mathfrak{I}_2 = \frac{\mathfrak{Z}_2}{\mathfrak{Z}_1}\mathfrak{I}_u. \tag{15}$$

Autrement dit, l'ensemble se comporte comme un transformateur d'intensité, de rapport $\frac{\mathfrak{Z}_1}{\mathfrak{Z}_2}$ indépendant de $\mathfrak{Z}_u$ et fonction seulement des dimensions géométriques des deux tronçons de ligne. En faisant $\mathfrak{Z}_1 < \mathfrak{Z}_2$, il peut être utilisé comme réducteur de courant étalonné et permettre, par exemple, de mesurer un courant intense avec un thermo-élément pour courant faible.

4° Propriétés d'une ligne en demi-onde.

En raisonnant comme pour une ligne en quart-d'onde, mais en faisant $y = l = \frac{\lambda}{2}$, les relations (10) deviennent :

$$\begin{cases} \mathfrak{U}_e = -(z_u + \alpha l)\mathfrak{Z}_c\mathfrak{I}_u \\ \mathfrak{I}_e = -(1 + z_u \alpha l)\mathfrak{I}_u. \end{cases} \tag{16}$$

Si les pertes de la ligne sont suffisamment faibles pour que les termes en αl soient négligeables dans ces expressions, celles-ci se réduisent à :

$$\mathfrak{U}_e = -z_u\mathfrak{Z}_c\mathfrak{I}_u = -\mathfrak{Z}_u\mathfrak{I}_u = -\mathfrak{U}_u$$
$$\mathfrak{I}_e = -\mathfrak{I}_u.$$

Dans ce cas, la tension et le courant ont mêmes valeurs à la sortie de la ligne qu'à l'entrée. La ligne en demi-onde se comporte donc comme une connexion idéale sans impédance. Cette propriété peut être mise à profit en pratique pour relier un appareil de mesure à un point éloigné où doit être effectué la mesure.

— Il convient de noter que cette opération comporte une approximation fonction des *valeurs relatives* de z_u et de αl. Une erreur peut se manifester sur $\mathfrak{U}_u$ si z_u est trop faible et sur $\mathfrak{I}_u$ si z_u est trop grand. La discussion dans chaque cas particulier découle des relations (16).

5° Expressions pratiques de l'impédance caractéristique.

Il ressort des considérations qui précèdent que l'impédance caractéristique Z_c des lignes est appelée à jouer dans les mesures aux très hautes fréquences un rôle fondamental ; la détermination de sa valeur se déduisant, par le calcul, des dimensions géométriques des conducteurs constituant la ligne, il est avantageux en pratique de chercher à l'exprimer par des relations simples.

Si l'on désigne par V la vitesse de propagation des ondes le long de la ligne :

$$V = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

on peut écrire dans un système homogène d'unités :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \frac{1}{C_0 V} = L_0 V. \tag{17}$$

— Dans les conditions d'application pratique, on utilise des conducteurs en *matériaux non magnétiques placés dans l'air*. La vitesse de propagation V est alors pratiquement égale à celle de la lumière dans le vide, soit : $V = 3.10^8$ m/s.

— *Dans ces conditions*, et en exprimant :

l'impédance Z_c en *ohms*,

la capacité linéaire C en *U E S-C G S* par *centimètre*,

l'inductance linéaire L en *U E M-C G S* par *centimètre*,

on peut calculer l'impédance caractéristique d'une ligne par les expressions:

$$Z_c = \frac{30}{C_0} = 30 L_0 \quad \text{ohms} \tag{18}$$

On utilisera l'une ou l'autre de ces expressions suivant que le type de ligne utilisé rendra plus aisé le calcul de C ou de L.

Par exemple, dans le cas d'une ligne constituée par *deux conducteurs cylindriques parallèles* de rayon r et situés à une distance d, on aurait :

$$C_0 = \frac{1}{9{,}2 \lg \frac{d}{r}} \qquad Z_c = 276 \lg \frac{d}{r} \ \Omega. \tag{19}$$

De même, dans le cas de *deux conducteurs cylindriques concentriques* de rayons R et r, on aurait :

$$C_0 = \frac{1}{4{,}6 \lg \frac{R}{r}} \qquad Z_c = 138 \lg \frac{R}{r} \ \Omega. \tag{20}$$

Ces relations permettent de calculer l'impédance caractéristique d'une ligne de forme simple avec une précision de l'ordre de 2 % pour les lignes à deux fils parallèles et meilleure que 1 % pour les lignes à conducteurs concentriques.

— Dans le cas où l'on place entre les conducteurs un diélectrique de constante diélectrique ε (permittivité relative), la capacité unitaire est multipliée par ε et la vitesse de propagation réduite dans le rapport $\sqrt{\varepsilon}$. En désignant par C_0 la capacité unitaire *calculée* entre les conducteurs *avant* introduction du diélectrique la relation (18) devient :

$$Z_c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \frac{30}{C_0}.$$

— Dans le cas où la ligne aurait une configuration qui ne se prêterait pas au calcul, on pourrait mesurer directement la capacité unitaire à l'aide d'un pont à basse fréquence, comme il a été indiqué au chapitre VI, § B 3°. En désignant par C_0' la valeur *mesurée*, on aurait alors :

$$Z_c = \sqrt{\varepsilon} \frac{30}{C_0'}.$$

— Dans le cas, enfin, où ε ne serait pas connu, il faudrait obligatoirement faire la mesure complète en utilisant les modes opératoires décrits au chapitre VI § B.

C. — MESURES DES INTENSITÉS DE COURANT

En principe, la mesure est faite exclusivement à l'aide d'un thermoélément (thermo-couple, fil incandescent...) qu'on étalonne en courant continu et qu'on intercale dans le circuit au point où l'on veut connaître la valeur efficace du courant.

Il convient d'utiliser un fil de faible résistance, d'inductance et de capacité répartie négligeables, de façon à amener le minimum de perturbation possible dans le circuit dans lequel on le connecte et d'éviter les dérivations de courant qui fausseraient la mesure.

Il convient, en outre, de tenir compte systématiquement de l'effet de peau au cours des opérations d'étalonnage, car, même dans le cas de fils très fins, cet effet entraîne des erreurs qui ne sont plus négligeables dans la gamme des très hautes fréquences.

A cet effet, on peut utiliser la formule de correction *empirique* et *approchée* indiquée au chapitre I, § A 1°, p. 2 :

$$R_f = R_0\left(1 + \frac{y^4}{3}\right)$$

valable pour $y \leqslant 0{,}7$, soit $\frac{\Delta R}{R} \leqslant 8\ \%$

$$y = \pi a \sqrt{\frac{\mu f}{1000\,\rho}}$$

avec :

- R_f = résistance à haute fréquence
- R_0 = résistance en courant continu
- a = rayon du fil en centimètres
- f = fréquence en hertz
- ρ = résistivité en microhms-centimètres
- μ = perméabilité

et on calcule la valeur efficace du courant alternatif à partir de la valeur I_0 du courant continu produisant le même échauffement par la relation :

$$I_f = I_0 \sqrt{\frac{R_0}{R_f}}.$$

Par exemple, si l'on utilise un fil de constantan de 0,04 mm de diamètre, on trouve que I_f est égal à I_0 à mieux que 0,5 % tant que f est inférieur à 200 MHz ($\lambda = 1{,}5$ m) et à mieux que 1 % tant que f ne dépasse pas 300 MHz ($\lambda = 1$ m).

— Dans le cas où l'on utilise un appareil de mesure pour lequel le calcul précédent n'est pas applicable (thermo-couple à gros fil — connexions de dimensions et de forme quelconques), il faut obligatoirement procéder à son étalonnage à la fréquence de travail. On peut faire cet étalonnage par comparaison avec un thermo-couple à fil fin (étalonné en courant continu comme il vient d'être dit) en utilisant les propriétés des lignes en quart-d'onde (§ 3°, p. 470).

— Une source S, à la fréquence de travail, alimente *en parallèle*, sous une même tension U : d'une part, une ligne en quart-d'onde à faible impédance caractéristique $\mathfrak{Z}_3$ débitant dans l'appareil à étalonner à forte intensité ; d'autre part, une autre ligne en quart d'onde à grande impédance caractéristique $\mathfrak{Z}_0$ débitant dans le thermocouple étalon à faible intensité.

Le courant I qui traverse l'appareil à étalonner et le courant I_0 qui traverse l'étalon sont liés par la relation simple :

$$I = I_0 \frac{\mathfrak{Z}_0}{\mathfrak{Z}_3}. \tag{21}$$

Dans le cas où le rapport $\frac{I}{I_0}$ est trop grand pour qu'on puisse facilement réaliser des lignes d'impédances caractéristiques étalonnées satisfaisant la relation (21), on peut réduire dans un rapport connu le courant débité par la ligne $\mathfrak{Z}_0$ en fermant celle-ci sur un transformateur d'intensité du type de la figure *VIII-2*.

On a alors :

$$\mathfrak{Z}_3 I = \mathfrak{Z}_0 \cdot \frac{\mathfrak{Z}_2}{\mathfrak{Z}_1} I_0$$

soit:

$$I = \frac{\mathfrak{Z}_0}{\mathfrak{Z}_3} \cdot \frac{\mathfrak{Z}_2}{\mathfrak{Z}_1} I_0.$$

— Ce dispositif permet d'obtenir facilement un rapport de l'ordre de 100, donc d'étalonner un ampèremètre de 10 ampères avec un thermocouple de 100 mA.

D. — MESURES DES DIFFÉRENCES DE POTENTIEL

1° Voltmètre à diode ou à tube électronique.

En principe, on peut utiliser les voltmètres à diode ou à tube des types décrits au chapitre I, § D 1° pour les mesures à haute fréquence des gammes usuelles, sous réserve de prendre toutes les précautions nécessaires pour réduire les causes de perturbations dues au tube et aux connexions.

On utilisera des diodes ou tubes de très faibles dimensions pour réduire les capacités parasites et le temps de transit des électrons.

On réduira les connexions au maximum jusqu'à les supprimer en connectant directement la diode aux bornes entre lesquelles on veut mesurer la différence de potentiel. Dans le cas où les dispositions matérielles rendent cette suppression impossible, on constituera les connexions par une *ligne en demi-onde* $\left(l = \frac{\lambda}{2}\right)$ du type représenté (fig. *VIII-1*) $\left(AA' = BB' = \frac{\lambda}{2}\right)$, connectée par son extrémité AB aux bornes entre lesquelles on veut mesurer la différence de potentiel et au voltmètre électronique par son extrémité $A'B'$. *Si les pertes sont négligeables,* la tension en $A'B'$ est pratiquement égale à la tension à mesurer en AB.

2° Voltmètre à résistance.

On peut également utiliser comme voltmètre un thermo-élément en fil très fin, de résistance connue, et étalonné en intensité de courant. Il faut alors prendre toutes les précautions exposées plus haut à propos de la mesure des intensités de courant, et, de plus, tenir compte de l'inductance du fil qui augmente l'impédance apparente du thermo-élément.

On peut calculer cette dernière par la formule approchée :

$$L = 0{,}002\,l\left(\ln\frac{2l}{r} - 1\right) \quad \text{microhenrys}$$

en désignant par l la longueur du fil en centimètres
r le rayon du fil en centimètres

Par exemple, avec un fil de manganin de 0,01 mm de diamètre et de 15 mm de longueur, on trouverait :

$$R_0 = 76\,\Omega \text{ environ}$$
$$L = 0{,}021\,\mu\text{H}.$$

On aurait alors à 100 MHz une réactance de 13 Ω environ, donc une impédance supérieure de 2 % environ à la résistance.

Pour avoir une résistance plus élevée et étendre vers les ondes plus courtes la gamme d'utilisation, on serait conduit à réduire encore le diamètre du fil.

— Cette solution est d'une utilisation peu pratique en raison des difficultés de réalisation, de la faible impédance du thermo-élément et de l'intensité relativement grande nécessaire. En outre, elle nécessite de prendre toutes les précautions décrites ci-dessus en ce qui concerne les connexions et les capacités parasites. Il convient donc de la considérer plutôt comme une solution de fortune utilisable seulement dans certains cas particuliers.

3° Voltmètre à ligne en quart d'onde.

Les deux types de voltmètres qui viennent d'être décrits ont un fonctionnement très incertain dès que la fréquence devient élevée et, si leur utilisation reste possible dans la gamme des ondes métriques et décimétriques, il devient indispensable de les étalonner à la fréquence de travail.

On peut, soit pour effectuer cet étalonnage, soit pour mesurer directement la différence de potentiel, utiliser une méthode, imaginée par Abadie (1), qui a l'avantage de ne mettre en œuvre que des circuits parfaitement définis et de fournir un procédé de mesure des différences de potentiel utilisable sans approximations, mêmes aux fréquences les plus élevées.

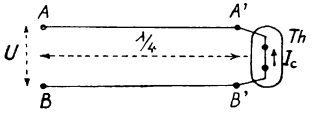


FIG. VIII-3.

Cette méthode repose sur l'utilisation de la première propriété des lignes en quart d'onde traduite par la relation (12).

Sur les points A et B entre lesquels on veut mesurer la différence de potentiel U, on connecte une ligne en quart d'onde fermée par son extrémité $A'B'$ sur un thermo-élément Th (fig. *VIII-3*).

D'après la relation (12), le courant I qui traverse le thermo-élément est lié en module à la différence de potentiel U à mesurer par la relation :

$$U = Z_c I. \tag{22}$$

Pour mesurer U, il suffit donc d'étalonner le thermo-élément et de porter la valeur de I dans la relation (22) en calculant l'impédance Z_c par l'une des relations (18).

(1) P. ABADIE. — *Sur une nouvelle méthode de mesure des tensions dans la gamme des ondes métriques.* Notes préliminaires du Laboratoire National de Radioélectricité N° 12.

Le résultat ainsi obtenu est indépendant de l'impédance du thermo-élément et ne fait intervenir aucune hypothèse simplificatrice, ni aucune approximation expérimentale. Il suppose seulement que l'on ait accordé la ligne en quart d'onde et que les pertes de cette dernière soient négligeables ; une étude plus complète montre que ces deux conditions sont peu critiques et qu'on peut, dans les conditions usuelles, réaliser sans difficultés des mesures de bonne qualité en appliquant la relation (22).

La seconde propriété des lignes en quart d'onde (formule 13) montre que l'impédance apparente du voltmètre entre les bornes d'entrée AB est liée à celle du thermo-élément par la relation :

$$\mathfrak{Z}_e = Z_c \cdot \frac{Z_c}{\mathfrak{Z}_u}.$$

Si l'on utilise un thermo-élément d'impédance faible devant l'impédance caractéristique de la ligne, $\mathfrak{Z}_e$ peut devenir très grand et l'ensemble schématisé (fig. *VIII-3*) se comporte comme un voltmètre à haute impédance susceptible d'être connecté entre deux points A et B d'un circuit normal sans en perturber le fonctionnement.

Ce dispositif permet de mesurer des tensions depuis une fraction de volt jusqu'à 50 ou 100 V avec une précision de 1 à 2 % pour des ondes de l'ordre de 1 m. En connectant entre $A'B'$ et le thermo-élément un tronçon en double quart d'onde du type de la figure *VIII-2*, fonctionnant en réducteur d'intensité, on peut mesurer des tensions de plusieurs centaines de volts.

4° Voltmètre à cristal.

Pour les mesures aux très hautes fréquences, les voltmètres classiques à détection par valve ou par tube électronique deviennent inutilisables en raison des valeurs prohibitives des capacités parasites et du temps de transit. On peut alors leur substituer les voltmètres à détection par cristaux, qui ont des propriétés comparables à celles des tubes, mais dont les capacités parasites et les temps de transit sont considérablement plus faibles.

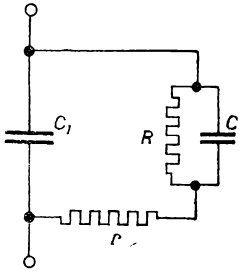


Fig. VIII-4 *a*.

— Ces appareils se composent essentiellement d'une petite plaquette métallique de quelques millimètres de côté et 0,5 mm d'épaisseur, sur laquelle on a déposé par un traitement spécial des petits cristaux de silicium ou de germanium, sur lesquels

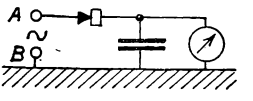


Fig. VIII-4 *b*.

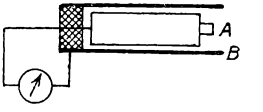


Fig. VIII-4 *c*.

vient appuyer, avec une pression de 10 à 15 g une petite pointe en platine iridié ou en tungstène doré. Le tout est aménagé dans une petite cartouche métallique et constitue un ensemble suffisamment stable pour être utilisé comme circuit de mesure.

— Le schéma électrique équivalent se présente sous l'aspect de la figure *VIII-4 a* dans laquelle :

C_1 représente la capacité externe des connexions et des pièces métalliques du détecteur (pointe et support), de l'ordre du picofarad au maximum ;

C représente la capacité entre pointe et support qui shunte la couche de redressement et qui est voisine de 0,3 pF ;

r est la résistance série due à la masse du cristal, de l'ordre de 20 Ω ;

R est la résistance de redressement qui est de l'ordre de 250 Ω dans le sens direct etdevient supérieure à 2 000 ou 3 000 Ω dans le sens inverse.

— Un tel ensemble a des propriétés comparables à celles d'une diode et peut être utilisé en ses lieu et place pour constituer des voltmètres des types classiques schématisés par les figures *I-47* et *I-50*. Le montage le plus simple et le plus couramment utilisé consiste à connecter le détecteur en série avec un microampèremètre shunté par une capacité de court-circuit en haute fréquence (fig. *VIII-4 b*). Son fonctionnement est identique à celui du voltmètre classique correspondant (fig. *I-47*, p. 58). Sa réalisation est conçue de façon à supprimer pratiquement toutes connexions dans le circuit à haute fréquence, par exemple sous la forme de la figure *VIII-4 c* qui permet de réaliser une cartouche coaxiale que l'on incorpore facilement dans une ligne.

— En raison des dimensions extrêmement réduites de la cartouche contenant le détecteur, il est possible de connecter celle-ci aux bornes mêmes du circuit à contrôler, presque sans connexions, et de réduire à des dimensions extrêmement faibles les circuits parcourus par les courants à haute fréquence. Cette propriété, jointe aux faibles valeurs des capacités parasites et du temps de transit dans le cristal, permet d'utiliser ce type de voltmètre dans des gammes de fréquence très étendues pouvant aller jusqu'à 10 000 ou 20 000 MHz. Par contre, leur résistance d'entrée reste de l'ordre de la résistance inverse du cristal, c'est-à-dire de quelques milliers d'ohms seulement. Il n'en résulte pas d'inconvénient pratique pour leur emploi aux très hautes fréquences pour lesquelles, en général, on effectue les mesures de tension aux bornes d'une résistance de charge d'une ligne de transmission de faible valeur (50 à 120 Ω).

— Le seul inconvénient pratique des voltmètres à cristal réside dans la fragilité du contact pointe-cristal qui proscrit les chocs mécaniques et oblige de limiter à des valeurs faibles (0,5 à 1 mA au maximum) le courant détecté, donc la tension mesurée. Pour cette raison, dans leur gamme d'utilisation normale, les voltmètres à cristal sont très sensiblement *quadratiques*.

— Pour beaucoup de mesures en très haute fréquence, on est appelé à évaluer des rapports de tensions mesurées à l'aide d'un voltmètre à cristal. Dans ce cas, il est nécessaire de connaître avec précision la forme de la courbe de sensibilité du voltmètre, c'est-à-dire la loi de variation relative de la déviation du microampèremètre en fonction de la tension appliquée aux bornes de l'ensemble. Un moyen commode pour faire cet étalonnage consiste à utiliser comme étalon de référence une ligne de transmission en régime d'onde stationnaire en court-circuit ou à circuit ouvert et le long de laquelle la valeur de la tension (ou du courant) varie suivant une loi rigoureusement sinusoïdale en fonction de la distance. Il suffit alors de connecter le voltmètre à l'extrémité d'une ligne auxiliaire reliée à une sonde électrique ou magnétique à l'aide de laquelle on explore la variation longitudinale du champ de la ligne de référence comme pour l'étalonnage d'un affaiblisseur (chap. VIII, § G 3°, p. 520).

E. — MESURE DES PUISSANCES

— A mesure que la fréquence devient plus élevée et que par suite la longueur d'onde diminue au point de se rapprocher des dimensions des appareils de mesure et des organes de connexion de ces appareils, les notions de différence de potentiel et d'intensité de courant, et surtout les mesures correspondantes de tension et de courant, perdent progressivement tout intérêt pratique. On est alors amené à leur substituer des mesures de la puissance transportée par les lignes de transmission et consommée dans la résistance terminale de ces lignes.

On utilise à cet effet les propriétés de conducteurs spéciaux, désignés sous le nom général de *thermistances ou varistances*, dont la caractéristique essentielle est de posséder une conductivité très rapidement croissante avec la température. Ces conducteurs sont constitués par des mélanges d'oxydes métalliques, nickel, manganèse ou cobalt, qui se comportent comme des semi-conducteurs électroniques et conservent leurs propriétés quelles que soient la forme du courant qui les traverse (continu ou alternatif) et la fréquence de ce courant. Suivant les applications envisagées, on leur donne la forme de perles, de barreaux ou de disques, placés dans l'air, dans une atmosphère gazeuse ou dans le vide.

— Pour les applications aux mesures aux très hautes fréquences, ils sont en général constitués par une petite perle de matériau semi-conducteur, placée dans le vide à l'intérieur d'une petite ampoule de verre, et réalisant le contact électrique entre deux connexions métalliques qui sortent de l'ampoule aux deux extrémités. La résistance du conducteur ainsi constitué varie avec la température suivant une loi de la forme :

$$R = R_0 \, e^{-BT}$$

où R_0 et B sont deux constantes qui caractérisent le matériau utilisé.

Si on l'intercale dans un circuit électrique, la perle s'échauffe par effet Joule et sa résistance diminue très rapidement lorsque l'intensité du courant augmente.

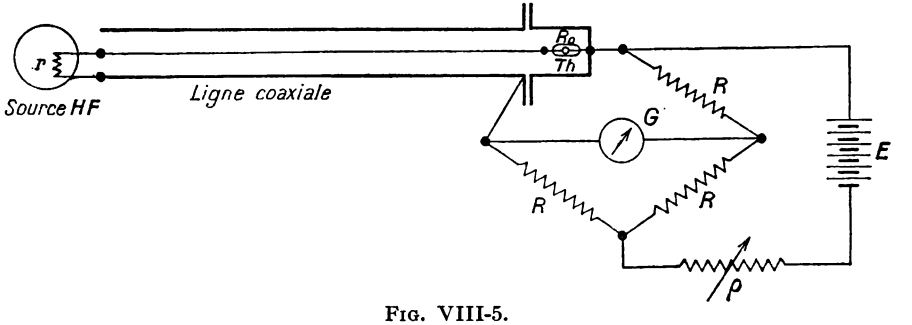


FIG. VIII-5.

— Pour effectuer une mesure de puissance à l'aide d'une thermistance, on intercale celle-ci dans le circuit de façon qu'elle absorbe la puissance à mesurer et on contrôle sa résistance à l'aide d'un pont de Wheatstone. On détermine alors la puissance inconnue en lui substituant une puissance étalonnée, fournie par un courant continu et réglée de façon à maintenir constante la résistance de la thermistance.

— Par exemple pour mesurer la puissance débitée par un générateur à haute fréquence dans une ligne coaxiale, on réalise le montage schématisé sur la figure *VIII-5*. La thermistance est placée à l'extrémité terminale de la ligne et constitue son impédance de charge. Elle est en outre connectée dans

un pont de Wheatstone alimenté en courant continu qui permet de mesurer sa résistance et d'amener celle-ci à être égale à l'impédance caractéristique de la ligne en réglant en conséquence le courant continu traversant le pont.

Pour faciliter les réglages pratiques, on constitue le pont de Wheatstone à l'aide de 3 résistances égales R choisies de façon à satisfaire l'égalité :

$$R = R_0 + r$$

en désignant par :

r, la résistance en *courant continu* de la source à haute fréquence qui alimente la ligne coaxiale ;

R_0, la résistance caractéristique de la ligne.

— Dans ces conditions, en réglant l'intensité du courant qui traverse le pont à l'aide de la résistance ρ, connectée en série avec la pile E, on fait varier la résistance de la thermistance. En ajustant le courant de façon à réaliser l'équilibre du pont, on amène automatiquement la résistance à la valeur qui réalise l'adaptation correcte de la ligne.

Cela étant, la mesure de la puissance fournie à la ligne par la source à haute fréquence et consommée dans la thermistance s'effectue en deux opérations :

1° La source à haute fréquence étant éteinte, on ajuste ρ à une valeur ρ_1 qui réalise l'équilibre du pont. Le courant continu qui traverse la thermistance est alors :

$$I_1 = \frac{1}{2} \frac{E}{\rho_1 + R}$$

et la puissance consommée dans la thermistance a pour valeur :

$$\mathcal{P}_1 = R_0 I_1^2 = \frac{R_0}{4}\left(\frac{E}{\rho_1 + R}\right)^2.$$

2° On met en service la source à haute fréquence qui débite dans la ligne la puissance à mesurer $\mathcal{P}_x$, laquelle se superpose dans la thermistance à la puissance initiale $\mathcal{P}_1$. La thermistance s'échauffe et le pont est déréglé. Pour retrouver l'équilibre, il faut réduire le courant continu traversant le pont, donc amener la résistance ρ à une nouvelle valeur ρ_2, supérieure à ρ_1, de telle sorte que la puissance totale consommée dans la thermistance ne varie pas. Lorsque l'équilibre est à nouveau réalisé, la puissance en courant continu consommée dans la thermistance a une nouvelle valeur $\mathcal{P}_2$, inférieure à $\mathcal{P}_1$, telle que :

$$\mathcal{P}_2 = \frac{R_0}{4}\left(\frac{E}{\rho_2 + R}\right)^2 = \mathcal{P}_1\left(\frac{\rho_1 + R}{\rho_2 + R}\right)^2.$$

Elle est liée à la valeur initiale $\mathcal{P}_1$ par la relation :

$$\mathcal{P}_1 = \mathcal{P}_2 + \mathcal{P}_x.$$

On en déduit la valeur de la puissance $\mathcal{P}_x$:

$$\mathcal{P}_x = \mathcal{P}_1\left[1 - \frac{(\rho_1 + R)^2}{(\rho_2 + R)^2}\right]$$

soit :

$$\mathcal{P}_x = \mathcal{P}_1 \frac{(\rho_1 + \rho_2 + 2R)(\rho_2 - \rho_1)}{(\rho_2 + R)^2}.$$

— Dans le cas usuel d'un générateur de mesure à haute fréquence, la puissance fournie $\mathcal{P}_x$ est petite devant les puissances en courant continu $\mathcal{P}_1$ et $\mathcal{P}_2$.

Dans ces conditions, ρ_1 et ρ_2 diffèrent peu et, en première approximation, on peut écrire la relation précédente sous la forme plus simple :

$$\mathcal{X}_x \approx 2\mathcal{X}_1 \frac{\rho_2 - \rho_1}{R + \rho_2}.$$

— Ce dispositif constitue le procédé d'étalonnage le plus commode pour les générateurs de mesure de *faible puissance* à très haute fréquence, par exemple de l'ordre du millier de mégahertz. Il fournit directement la valeur de la *puissance disponible* aux bornes de l'appareil (chap. XI, § B 4°, p. 663).

— Dans le cas des émetteurs, de puissance beaucoup plus élevée, ce dispositif ne convient plus. On fait alors usage d'appareils plus simples, appelés wattmètres à haute fréquence, qui fournissent directement la valeur de la puissance absorbée, par lecture sur un indicateur à aiguille.

En principe, ces appareils comportent essentiellement un tronçon coaxial fermé sur une résistance, également coaxiale, égale à son impédance caractéristique, et qui se comporte comme une résistance pure R connue dans une gamme de fréquence très étendue. L'ensemble est réalisé de façon à pouvoir dissiper une puissance importante, avec refroidissement par des ailettes ou par une circulation d'eau. La puissance qui est consommée dans la résistance R est contrôlée par un voltmètre à cristal qui mesure la tension aux bornes de R et qui est gradué directement en valeur de la puissance. ($\mathcal{X} = V^2/R$).

Dans le cas des appareils munis d'une circulation d'eau, on peut également évaluer la puissance dissipée dans la résistance par des mesures calorimétriques sur l'eau de refroidissement.

— On réalise des appareils de ce type pour des puissances de l'ordre du watt jusqu'à quelques kilowatts, utilisable dans des gammes de fréquences très étendues jusqu'à 1 000 MHz.

F. MESURES DES IMPÉDANCES

1° Introduction.

Les mesures d'impédances, plus que toutes autres, sont intimement liées aux propriétés des circuits de mesure dans lesquels on connecte les dites impédances. Or, comme il est rappelé au début de ce chapitre, ces circuits évoluent progressivement à mesure que la fréquence s'élève. Le circuit oscillant classique fait place à la ligne résonnante, puis à la ligne en régime d'ondes stationnaires, remplacée elle-même par les cavités résonnantes ou les guides d'ondes. On aboutit ainsi *in fine*, pour les fréquences très élevées se chiffrant par milliers de mégahertz, à une technique opératoire qui paraît plus voisine des mesures acoustiques ou optiques que des mesures électriques usuelles en basse fréquence. Il s'agit pourtant là d'une apparence d'ordre matériel plutôt que d'une réalité foncière, car les phénomènes de base et les principes fondamentaux restent les mêmes.

Dans le présent paragraphe, nous n'envisagerons pas de traiter à fond la technique des mesures d'impédances aux très hautes fréquences dont le développement actuel justifie à lui seul des ouvrages spécialisés auxquels nous renvoyons le lecteur. Nous nous proposons, simplement, d'établir la liaison entre les deux techniques extrêmes, de faire apparaître les points de similitude et de montrer l'évolution des idées.

— Pour les ondes de l'ordre du mètre (100 à 200 MHz), du même ordre de grandeur que les dimensions des appareils de mesure, le circuit oscillant classique est simplement remplacé par la ligne résonnante qui jouit des mêmes propriétés. On utilise alors pour les mesures d'impédances une *méthode de résonance* calquée sur celle de l'acuimètre étudiée en détail ci-dessus.

— Lorsque la fréquence devient de l'ordre de quelques centaines de MHz et *a fortiori* du millier de mégahertz (ondes décimétriques), l'emploi de la ligne résonnante rencontre à son tour des difficultés d'application pratique en raison des dimensions de plus en plus faibles qu'il convient de donner à un résonateur à ligne. On est alors conduit à utiliser des lignes de longueur supérieure à la longueur d'onde et à mettre en œuvre une nouvelle technique opératoire basée sur les propriétés des lignes en *régime d'onde stationnaire*. Cette technique, que nous analyserons dans le cas des lignes, se retrouve dans le cas des guides d'ondes et constitue la base des mesures d'impédances aux fréquences les plus élevées (ondes centimétriques).

— Dans ce qui suit, nous nous limiterons à l'examen de principe de ces deux aspects du problème des mesures d'impédances aux très hautes fréquences.

2° Expressions de l'impédance inconnue.

Expressions générales. — Les impédances à mesurer sont en principe des impédances complexes. Suivant les cas, on est conduit à les exprimer par leur impédance complexe ou leur admittance complexe, de la forme :

$$\mathfrak{Z}_x = R + \mathrm{j}X \qquad \frac{1}{\mathfrak{Z}_x} = G + \mathrm{j}B.$$

Lorsqu'on connecte une telle impédance à l'extrémité d'une ligne de mesure, elle intervient par son *impédance réduite* ou son *admittance réduite* définies par les relations (§ B 1°, p. 468) :

$$(23) \qquad z_x = \frac{\mathfrak{Z}_x}{\mathfrak{Z}_c} = r + \mathrm{j}x \qquad \frac{1}{z_x} = \frac{\mathfrak{Z}_c}{\mathfrak{Z}_x} = g + \mathrm{j}b$$

où $\mathfrak{Z}_c$ est l'impédance caractéristique de la ligne dont l'expression générale est de la forme (chap. VI, § B 2°, p. 383) :

$$(24) \qquad \mathfrak{Z}_c = R_c(1 - \mathrm{j}\varphi)$$

avec $$\varphi = \frac{p - q}{2}.$$

— En outre, pour la commodité des calculs, on est conduit à exprimer ces impédances ou admittances réduites par leurs coordonnées circulaires définies par les relations :

$$(25) \qquad z_x = \mathrm{th}\psi = \mathrm{th}(\xi + \mathrm{j}\eta) \qquad \frac{1}{z_x} = \mathrm{th}\mu = \mathrm{th}(\rho + \mathrm{j}\theta).$$

— Les méthodes de mesure exposées ci-après fournissent directement, suivant les cas, les valeurs de ξ et η ou ρ et θ. On en déduit celles de r et x ou de g et b par les expressions ci-dessous déduites des relations de définition (25) et (23) :

$$(26)\qquad \begin{cases} r = \dfrac{1}{2}\dfrac{\operatorname{sh} 2\xi}{\operatorname{sh}^2\xi + \cos^2\eta} \\ x = \dfrac{1}{2}\dfrac{\sin 2\eta}{\operatorname{sh}^2\xi + \cos^2\eta} \\ \dfrac{r}{x} = \dfrac{\operatorname{sh} 2\xi}{\sin 2\eta} \end{cases} \qquad \begin{cases} g = \dfrac{1}{2}\dfrac{\operatorname{sh} 2\rho}{\operatorname{sh}^2\rho + \cos^2\theta} \\ b = \dfrac{1}{2}\dfrac{\sin 2\theta}{\operatorname{sh}^2\rho + \cos^2\theta} \\ \dfrac{g}{b} = \dfrac{\operatorname{sh} 2\rho}{\sin 2\theta} \end{cases}$$

et finalement celles de R et X ou G et B par les relations suivantes déduites de (23) en remplaçant $\mathfrak{Z}_c$ par sa valeur (24) :

$$(27)\qquad \begin{cases} R = R_c r\left(1 + \dfrac{\varphi}{\dfrac{r}{x}}\right) \\ X = R_c x\left(1 - \dfrac{r}{x}\varphi\right) \end{cases} \qquad \begin{cases} G = \dfrac{g}{R_c}\left(1 - \dfrac{\varphi}{\dfrac{g}{b}}\right) \\ B = \dfrac{b}{R_c}\left(1 + \dfrac{g}{b}\varphi\right) \end{cases}.$$

Approximations pratiques. — Dans les conditions d'applications usuelles, on rencontre le plus souvent les ordres de grandeur suivants :

a) L'angle de phase φ de l'impédance caractéristique de la ligne de mesure, pratiquement égal au facteur de pertes $\frac{p}{2}$, est en principe très faible et en général de l'ordre de 10^{-3}.

b) Le facteur de pertes de l'impédance à mesurer $\left(\frac{R}{X}\text{ ou }\frac{G}{B}\right)$ est lui-même faible, c'est-à-dire petit devant l'unité.

c) Par contre, ce facteur de pertes, bien que faible, peut être considéré, le plus souvent, comme grand par rapport à φ.

— Avec ces ordres de grandeur :

1° Les relations (27) prennent la forme simple :

$$(28)\qquad \begin{cases} R = R_c r \\ X = R_c x \\ \dfrac{R}{X} = \dfrac{r}{x} \end{cases} \qquad \begin{cases} G = \dfrac{g}{R_c} \\ B = \dfrac{b}{R_c} \\ \dfrac{G}{B} = \dfrac{g}{b} \end{cases}.$$

2° Les relations (26) peuvent également se simplifier sous la forme suivante :

$$(29)\qquad \begin{cases} r = \dfrac{\xi}{\cos^2\eta} \\ x = \operatorname{tg}\eta \\ \dfrac{r}{x} = \dfrac{2\xi}{\sin 2\eta} \end{cases} \qquad \begin{cases} g = \dfrac{\rho}{\cos^2\theta} \\ b = \operatorname{tg}\theta \\ \dfrac{g}{b} = \dfrac{2\rho}{\sin 2\theta} \end{cases}$$

à condition que $\cos\eta$ ou $\cos\theta$ ne soient pas nuls, c'est-à-dire que x ou b soit inférieur à l'unité ou au maximum de l'ordre de quelques unités.

— En conclusion, les relations simplifiées (28) et (29) sont *valables seulement*, soit pour des *faibles impédances* ($X < R_c$), soit pour des *faibles admittances* $\left(B < \frac{1}{R_c}\right)$, dont les *facteurs de pertes* $\left(\frac{R}{X}\text{ ou }\frac{G}{B}\right)$ *sont petits* devant l'unité, mais *restent grands devant l'angle de phase* φ de la ligne de mesure.

Dans le cas d'impédances à très faibles pertes, représentées par un facteur de pertes de l'ordre de l'angle de phase φ, la mise en œuvre des premières relations (28)

peut entraîner une erreur importante sur la valeur de R ou de G, donc sur celle de l'angle de pertes. Il faut alors leur substituer les relations complètes (27).

Sens physique des coordonnées circulaires d'une impédance. — Considérons un tronçon de câble de longueur l, d'impédance caractéristique $\mathfrak{Z}_c$ et de constante de propagation $\gamma = \alpha + j\beta$. L'impédance d'entrée de ce câble, fermé sur une impédance $\mathfrak{Z}_u$ a pour expression générale (chap VI, § B 2°, p. 382) :

$$\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_c \frac{\mathfrak{Z}_u \operatorname{ch} \gamma l + \mathfrak{Z}_c \operatorname{sh} \gamma l}{\mathfrak{Z}_c \operatorname{ch} \gamma l + \mathfrak{Z}_u \operatorname{sh} \gamma l}.$$

On en déduit en mettant le câble en court-circuit ($Z_u = 0$) :

$$z = \frac{\mathfrak{Z}}{\mathfrak{Z}_c} = \operatorname{th} \gamma l = \operatorname{th} (\alpha + j\beta) l.$$

En comparant cette expression à la première relation (25) qui définit les coordonnées circulaires d'un impédance réduite, on aboutit à la conclusion que celles-ci sont respectivement égales à l'affaiblissement et au déphasage de propagation dans un câble en court-circuit, d'impédance caractéristique égale à celle de la ligne de mesure et présentant à l'entrée une impédance égale à celle de l'impédance considérée.

— Dès lors, connecter une impédance à l'extrémité d'une ligne de mesure (fig. *VIII-8*) revient à prolonger cette ligne par un tronçon de câble en court-circuit, de même impédance caractéristique et de constantes de propagation égales aux coordonnées circulaires de l'impédance. Ceci explique l'intérêt particulier des coordonnées circulaires et les simplifications qui résultent de leur emploi dans les calculs de ligne, ces coordonnées se combinant directement avec les constantes de la ligne. Par exemple, l'impédance d'entrée d'une ligne de mesure, fermée sur une impédance terminale Z_u de coordonnée circulaire complexe ψ, s'écrit directement :

$$\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_c \operatorname{th} (\gamma l + \psi).$$

— Des considérations identiques peuvent être développées au sujet d'une admittance en partant d'un tronçon de câble à circuit ouvert ($Z_u = \infty$).

Diagramme de conversion. — La relation de définition des coordonnées circulaires :

$$r + jx = \operatorname{th} (\xi + j\eta)$$

peut s'écrire :

$$r + jx = \frac{e^{2\xi} - e^{-j2\eta}}{e^{2\xi} + e^{-j2\eta}} = \frac{e^{2\xi} - \cos 2\eta + j \sin 2\eta}{e^{2\xi} + \cos 2\eta - j \sin 2\eta}$$

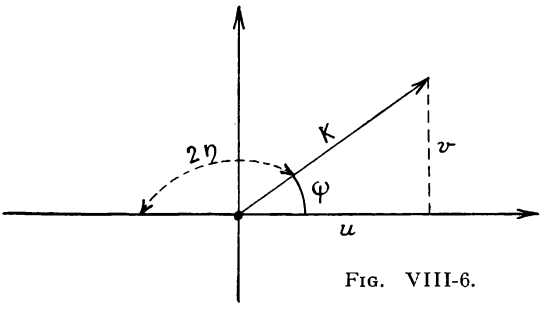


FIG. VIII-6.

soit finalement :

$$r = jx = \frac{1 + u + jv}{1 - u - jv}$$

en posant (fig. *VIII-6*)

$$K = e^{-2\xi}$$
$$\psi = \pi - 2\eta$$
$$u = K \cos \psi$$
$$v = K \sin \psi.$$

— Cette relation conduit finalement au *diagramme de Smith* étudié plus loin (chap. VIII-§F-relation 67 page 509 et fig. *VIII-13* page 510).

— Il s'ensuit que la diagramme de Smith permet de résoudre graphiquement les formules de conversion (26), en graduant l'échelle circulaire en valeurs de η ou mieux de la longueur électrique $\frac{l}{\lambda}$ du câble, et le rayon vecteur en valeurs de K ou mieux de l'affaiblissement ξ du câble en népers (figure *VIII-7*).

— Ces résultat restent valables également dans le cas d'une admittance en partant de la relation de définition :

$$\frac{1}{z_x} = \text{th}\,(\varrho + \text{j}\,\theta)$$

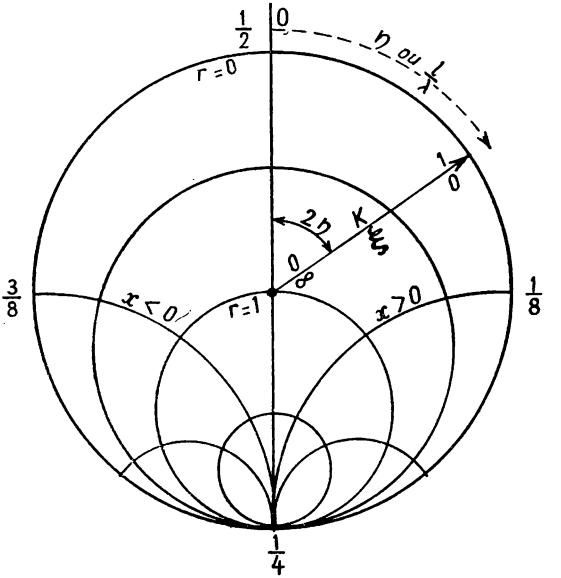


FIG. VIII-7.

3° Principe général des mesures.

— Le circuit de mesure est essentiellement constitué par une ligne de longueur l constante ou réglable suivant la technique de mesure utilisée (fig. *VIII-8*).

Une source de force électromotrice E et d'impédance $\mathcal{Z}_s$ attaque la ligne par l'une de ses extrémités AB.

L'impédance inconnue $\mathcal{Z}_x$ est connectée à l'autre extrémité $A'B'$, à la place de l'impédance d'utilisation $\mathcal{Z}_u$ de la figure *VIII-1*.

Enfin un voltmètre électronique V, *d'impédance suffisamment grande* pour ne pas perturber le fonctionnement de la ligne, mesure la tension $\mathcal{U}$ sur la ligne à une distance y de l'extrémité $A'B'$.

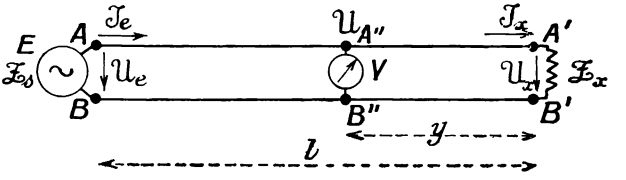


FIG. VIII-8.

— Avec les notations du paragraphe B-1°, les équations définissant le régime électrique de la ligne prennent la forme ci-dessous.

— En désignant par $z_s = \frac{\mathcal{Z}_s}{\mathcal{Z}_c}$ l'*impédance réduite de la source* et en exprimant celle-ci par ses coordonnées circulaires $\varphi_s = \xi_s + \text{j}\,\eta_s$ définies par les relations suivantes :

$$z_s = \frac{\mathcal{Z}_s}{\mathcal{Z}_c} = r_s + \text{j}\,x_s = \text{th}\,\psi_s = \text{th}\,(\xi_s + \text{j}\,\eta_s)$$

analogues aux relations (5), le courant débité par la source dans la ligne en AB a pour valeur :

$$\mathfrak{I}_e = \frac{\mathcal{E}}{\mathfrak{Z}_s + \mathfrak{Z}_e} = \frac{1}{\mathfrak{Z}_c} \frac{\mathcal{E}}{\operatorname{th}\psi_s + \operatorname{th}(\gamma l + \psi)}$$

en désignant par $\mathfrak{Z}_e$ l'impédance d'entrée de la ligne exprimée par la relation (9).

— D'autre part, en éliminant $\mathfrak{I}_u$ entre les relations (7) et (8) on a :

$$\mathfrak{U} = \mathfrak{Z}_c \mathfrak{I}_e \frac{\operatorname{sh}(\gamma y + \psi)}{\operatorname{ch}(\gamma l + \psi)}.$$

— On en déduit finalement en remplaçant $\mathfrak{I}_e$ par sa valeur :

$$\mathfrak{U} = \mathcal{E} \frac{\operatorname{ch}\psi_s \operatorname{sh}(\gamma y + \psi)}{\operatorname{sh}(\gamma l + \psi_s + \psi)}$$

Soit en module :

$$U = E \frac{\sqrt{\operatorname{sh}^2 \xi_s + \cos^2 \eta_s}\sqrt{\operatorname{sh}^2(\alpha y + \xi) + \sin^2(\beta y + \eta)}}{\sqrt{\operatorname{sh}^2(\alpha l + \xi_s + \xi) + \sin^2(\beta l + \eta_s + \eta)}}. \tag{30}$$

De cette relation fondamentale du circuit de mesure découlent immédiatement deux modes opératoires, à savoir :

a) La *méthode de la résonance,* qui consiste, en maintenant y constant, à faire varier la longueur l de la ligne et à étudier la loi de variation de la tension U en fonction de l.

b) La *méthode de l'onde stationnaire,* qui consiste, en maintenant constante la longueur l de la ligne, à explorer la loi de variation de U le long de la ligne en faisant varier y, c'est-à-dire en déplaçant le voltmètre V.

4° Méthode de la résonance.

Principe. — Le montage de mesure affecte l'aspect de la figure *VIII-8.*

Le voltmètre V est connecté à demeure sur la ligne à une *distance y constante* de son extrémité $A'B'$. En principe, cette distance peut être quelconque ; en pratique il y aura avantage à la choisir au voisinage de $\lambda/4$ de façon à rendre maximum le terme $\sin(\beta y + \eta)$, donc la tension U, et à faciliter les mesures.

La mesure consiste à faire varier la longueur l de la ligne, c'est-à-dire celle du tronçon AA''-BB'', de part et d'autre d'une résonance (maximum de U), et à observer la variation de U au voisinage du maximum. Les conditions opératoires sont alors pratiquement identiques à celles que nous avons rencontrées en ondes longues dans le cas du circuit oscillant (chap. II, § D 2° et chap. V, § C), la longueur réglable l remplaçant simplement la capacité d'accord C.

— En admettant, comme pour le circuit oscillant, que la source alimentant la ligne est suffisamment puissante et découplée pour que E reste pratiquement constant, quel que soit le régime électrique de la ligne, le seul terme variable dans la relation (30) est la longueur l ; on peut alors exprimer la tension U sous la forme :

$$U = \frac{ME}{\sqrt{\operatorname{sh}^2(\alpha l + \xi_s + \xi) + \sin^2(\beta l + \eta_s + \eta)}} \tag{31}$$

en posant :

$$M = \sqrt{\operatorname{sh}^2 \xi_s + \cos^2 \eta_s}\sqrt{\operatorname{sh}^2(\alpha y + \xi) + \sin^2(\beta y + \eta)} = \text{constante.}$$

Cette expression se présente sous la forme déjà rencontrée pour le circuit oscillant (33, chap. II, § D 2°, p. 187) dans le cas de la résonance de tension. La quantité sous le radical est la somme de deux termes représentant chacun une qualité propre du circuit, soit :

1° Un *facteur de pertes* :

$$P = \operatorname{sh}(\alpha l + \xi_s + \xi) \tag{32}$$

s'évaluant en fonction de la somme des facteurs de pertes de la ligne (αl), de la source (ξ_s) et de l'impédance inconnue (ξ), et qui varie peu pour des petites variations Δl de l autour d'une valeur donnée.

2° Un *facteur d'accord* :

$$\sin(\beta l + \eta_s + \eta)$$

qui s'exprime en fonction de la somme des grandeurs réactives de la ligne (βl), de la source (η_s) et de l'impédance inconnue (η) et qui, seul pratiquement, varie en fonction de l au voisinage de la résonance.

— *Résonance* : Le maximum de U se produit pour la valeur l_0 de l qui annule le facteur d'accord, c'est-à-dire telle que :

$$\beta l_0 + \eta_s + \eta = k\pi. \tag{33}$$

Dans le cas d'une ligne seule ($\eta_s = \eta = 0$), cette expression se réduirait a .

$$\beta l_0 = k\pi$$

ou :

$$l_0 = k\frac{\lambda}{2}.$$

Lorsque la condition de résonance (33) est satisfaite, la tension U a pour valeur :

$$U_0 = \frac{ME}{P} = QME. \tag{34}$$

La quantité Q définie par la relation

$$\frac{1}{Q} = P = \operatorname{sh}(\alpha l_0 + \xi_s + \xi)$$

joue ici le même rôle que le facteur de surtension Q d'un circuit oscillant à constantes localisées.

— *Courbe de résonance.* — Si l'on fait varier l d'une petite quantité Δl à partir de l_0, il vient en tenant compte de la condition de résonance (33) :

$$\sin(\beta l + \eta_s + \eta) = \sin[\beta(l_0 + \Delta l) + \eta_s + \eta] = \pm \sin \beta \Delta l$$

et la relation (31) donne pour expression de la tension U au voisinage de l'accord, en admettant que pour la petite variation Δl le facteur de pertes conserve pratiquement sa valeur à l'accord (32) :

$$U = \frac{ME}{\sqrt{P^2 + \sin^2 \beta \Delta l}}.$$

Soit encore, en faisant figurer la valeur U_0 :

$$U = \frac{U_0}{\sqrt{1 + Q^2 \sin^2 \beta \Delta l}} \tag{35}$$

expressions identiques à celles qui interviennent dans l'étude du circuit oscillant (43, chap. II, § D 3°, p. 192).

Comme dans le cas du circuit oscillant, la courbe de résonance est symétrique en fonction de Δl et sa discussion conduit aux mêmes conclusions pratiques.

Détermination de l_0. — La détermination de la longueur l_0 qui correspond à la résonance exacte s'obtient en ajustant l de façon à amener au maximum de déviation le voltmètre V. Dans le cas d'une résonance floue, on peut améliorer la précision de la mesure en déterminant deux valeurs l' et l'', qui encadrent l_0 et correspondent à une même valeur U de la tension, et en adoptant pour l_0 la valeur moyenne :

$$l_0 = \frac{l' + l''}{2}.$$

Mesure du facteur de pertes P. — La technique opératoire est identique à celle que nous avons rencontrée pour la mesure du facteur de surtension Q d'un circuit oscillant (chap. V, § C 2°, p. 320). Elle consiste à mesurer la variation de la tension U correspondant au déréglage d'accord Δl et à exprimer P à partir de la relation (35), soit :

$$P = \frac{|\sin \beta \Delta l|}{\sqrt{\left(\frac{U_0}{U}\right)^2 - 1}}. \tag{36}$$

Dans le cas usuel d'un circuit à faibles pertes, $\beta \Delta l$ reste très petit et on a pratiquement, en faisant $U_0 = U\sqrt{2}$:

$$P \approx 2\pi \frac{|\Delta l|}{\lambda} = \pi \frac{l' - l''}{\lambda}. \tag{37}$$

Mesure d'une impédance inconnue. — La technique opératoire est la même, également, que dans le cas d'un circuit oscillant. Comme indiqué au chapitre V, § C 7°, on opère en deux temps, soit :

1° L'impédance inconnue étant déconnectée, c'est-à-dire la ligne étant mise en court-circuit à son extrémité $A'B'(\xi = \eta = 0)$ on mesure comme il vient d'être dit :

— la longueur l_{01} réalisant l'accord et satisfaisant la condition (33), soit :

$$\beta l_{01} + \eta_s = k\pi.$$

— le facteur de pertes de la ligne seule pour la longueur l_0 (32) :

$$P_1 = \text{sh}\,(\alpha l_{01} + \xi_s).$$

2° L'impédance inconnue étant connectée en $A'B'$, on mesure de même :

— la longueur d'accord l_{02}, *la plus voisine* de l_{01}, satisfaisant la condition :

$$\beta l_{02} + \eta_s + \eta = k\pi.$$

— le facteur de pertes de la ligne chargée de longueurs l_{02} :

$$P_2 = \text{sh}\,(\alpha l_{02} + \xi_s + \xi).$$

— Par combinaison de ces relations, on en déduit les *coordonnées polaires* de l'impédance inconnue, soit :

$$\boxed{\begin{aligned} \eta &= \beta(l_{01} - l_{02}) = -2\pi\frac{d}{\lambda} \\ \xi &= \text{arg sh}\, P_2 - \text{arg sh}\, P_1 - \alpha d \end{aligned}} \tag{38}$$

en désignant par $d = l_{02} - l_{01}$ la *variation de la longueur d'accord* résultant de la mise en circuit de l'impédance inconnue.

On en déduit les éléments de l'impédance inconnue à partir des relations générales (26) et (27), des relations simplifiées (28) et (29) ou mieux du diagramme de Smith (fig. *VIII-7*).

Mesure du coefficient d'affaiblissement α. — Dans la seconde relation (38), il est nécessaire, pour calculer ξ, de connaître le coefficient d'affaiblissement α de la ligne de mesure.

Dans le cas des lignes usuelles à très faibles pertes, ce coefficient est très petit et on peut le plus souvent négliger αd devant P_1 et P_2.

Dans le cas contraire, en particulier pour la mesure d'impédances à très faibles pertes, il faut mesurer α. Si l'on utilise une ligne bien homogène (α constant le long de la ligne) on peut y parvenir simplement comme suit :

— La ligne étant fermée en $A'B'$ sur une impédance constante, en principe à faibles pertes, on réalise successivement l'accord sur deux maximums consécutifs correspondant à deux longueurs de lignes l_{01} et l_{02} telles que, par exemple :

$$l_{02} = l_{01} + \frac{\lambda}{2}.$$

Pour chaque position, on mesure successivement par déréglage les facteurs de pertes :

$$P_1 = \operatorname{sh}(\alpha l_{01} + \xi_s + \xi)$$
$$P_2 = \operatorname{sh}(\alpha l_{02} + \xi_s + \xi).$$

On en déduit :

$$\alpha = \frac{2}{\lambda}[\arg \operatorname{sh} P_2 - \arg \operatorname{sh} P_1].$$

— Pour que la mesure ait une précision suffisante, il faut que l'impédance connectée en $A'B'$ ait des pertes notablement inférieures à celles de la ligne. Le plus simple, en pratique, consiste à mettre la ligne en *court-circuit* en $A'B'$. Il faut également utiliser une source à très faibles pertes ($\xi_s < \alpha l$).

— Dans ces conditions, on peut écrire pratiquement :

$$\alpha = \frac{2}{\lambda}(P_2 - P_1)$$

Soit, en explicitant P_1 et P_2 par la relation (37) en fonction des déréglages d'accord correspondants Δl_1 et Δl_2 :

(39) $$\boxed{\alpha = 4\pi \frac{|\Delta l_2| - |\Delta l_1|}{\lambda^2}}.$$

Rappelons que, dans cette expression, Δl_1 et Δl_2 sont respectivement égaux à la *demi-largeur* de la courbe de résonance pour un *affaiblissement de 3 décibels* $\left(\frac{U_0}{U} = \sqrt{2}\right)$.

— En remplaçant α par sa valeur :

$$\alpha = \beta \frac{p+q}{2}$$

on peut en déduire le facteur de pertes totales de la ligne :

$$p + q = 4 \frac{|\Delta l_2| - |\Delta l_1|}{\lambda}.$$

Pour une ligne de mesure à air, le facteur de pertes latérales q est pratiquement nul ; la relation ci-dessus fournit alors directement la valeur du facteur de pertes en série p.

Conclusions. — Les considérations qui précèdent font apparaître le parallélisme complet qui existe entre le circuit oscillant et la ligne de mesure en ce qu concerne leur emploi pour la mesure des impédances par la résonance de tension.

— Dans le cas du circuit à constantes localisées, le circuit de mesure est caractérisé par un paramètre de grandeur ($L_a\omega$) et par un paramètre de qualité $\left(Q = \frac{1}{P}\right)$.

Dans le cas actuel, il est également défini par deux paramètres, soit : un paramètre de grandeur ($\mathfrak{Z}_c$), et un paramètre de qualité (P), lequel joue le même rôle que le facteur de pertes $P = \frac{1}{Q}$ du circuit oscillant et, comme lui, est toujours très faible sur les bonnes lignes de mesure (1/1 000).

Dans les deux cas, la courbe de résonance est représentée par des équations du même type qui conduisent à des modes opératoires identiques.

Les seules différences entre les deux circuits, conséquences de leurs différences de structure, se retrouvent dans des détails matériels d'utilisation et dans la forforme des équations finales. En particulier :

a) Dans le circuit oscillant l'organe de réglage est constitué par le condensateur d'accord qui constitue en même temps l'étalon de base.

b) Dans la ligne de mesure, ces deux fonctions sont séparées. Le rôle d'étalon primaire est joué par l'impédance caractéristique $\mathfrak{Z}_c$ dont la détermination précise devient alors fondamentale (voir chap. VIII, § B 5°, p. 472). Le paramètre de réglage est constitué par la longueur de la ligne ; mais il n'intervient que par ses variations, ce qui revient à dire qu'il est inutile de connaître sa valeur, donc de préciser une origine pour les mesures de position de l'équipage mobile. Cette dernière remarque est particulièrement importante car, en pratique, l'origine d'une ligne de mesure, combinée avec les organes de couplage à la source ou à l'impédance inconnue, est en général très difficile à définir avec précision.

c) Les équations finales, dans le cas général, affectent la forme des relations (38) dont l'utilisation pratique nécesite l'emploi d'un abaque de Smith. Mais pour les applications usuelles avec des lignes à très faibles pertes et pour les mesures d'impédances également à faibles pertes, elles sont susceptibles de simplifications importantes représentées par les relations (28) et (29). On est alors conduit à examiner, comme pour le cas du circuit oscillant, trois cas distincts correspondant aux faibles impédances, aux grandes impédances et aux impédances moyennes.

Cas des faibles impédances à faibles pertes. — Nous désignerons sous le nom de « faible impédance » une impédance dont le module est inférieur à celui de l'impédance caractéristique de la ligne :

$$|Z_x| < |Z_c|$$

c'est-à-dire dont les composantes réduites r et x sont inférieures à l'unité.

— Si, en outre, le facteur de pertes de cette impédance est petit devant l'unité (tout en restant grand devant l'angle de phase φ de $\mathfrak{Z}_c$), on peut utiliser les relations simplifiées (28) et (29) qui donnent :

$$\begin{cases} X = R_c \operatorname{tg} \eta \\ R = R_c \dfrac{\xi}{\cos^2 \eta}. \end{cases}$$

D'autre part, dans les expressions du facteur de pertes P, on peut confondre l'argument et le sinus hyperbolique.

— Les relations (38) donnent alors pour expressions des composantes de l'impédance inconnue :

$$(40) \qquad \begin{cases} X = -R_c \operatorname{tg} \beta d \\ R = R_c \dfrac{P_2 - P_1 - \alpha d}{\cos^2 \beta d}. \end{cases}$$

— A la limite, si X est *suffisamment petit* devant R_c pour que βd soit petit, et si l'on admet que les *pertes dans la ligne sont elles-mêmes très faibles* (αd négligeable devant $P_2 - P_1$), les expressions des composantes de l'impédance inconnue peuvent se ramener à :

$$\begin{cases} X = -R_c \beta d = -2\pi R_c \dfrac{d}{\lambda} \\ R = R_c (P_2 - P_1) = 2\pi R_c \dfrac{|\Delta l_2| - |\Delta l_1|}{\lambda} \end{cases}$$

et celle du facteur de pertes de cette impédance à :

$$(41) \qquad \frac{R}{|X|} = \frac{|\Delta l_2| - |\Delta l_1|}{|d|}.$$

— Toutes ces relations sont identiques, quant à leur constitution, aux relations correspondantes établies au chapitre V pour la mesure des impédances à l'aide d'un circuit oscillant.

Cas des grandes impédances à faibles pertes. — Nous désignerons ici sous le nom de « grande impédance » une impédance dont le module est supérieur à l'impédance caractéristique de la ligne :

$$|\mathfrak{Z}_x| > |\mathfrak{Z}_c|.$$

Ce cas peut se ramener facilement au précédent en remarquant que, par suite des propriétés des lignes en quart d'onde, une grande impédance $\mathfrak{Z}_1$ peut se ramener à une faible impédance $\mathfrak{Z}_2$, simplement en la connectant à la ligne de mesure à travers un tronçon de ligne de longueur $\frac{\lambda}{4}$:

$$\mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_2 = \mathfrak{Z}_c^2$$

$$\mathfrak{Z}_2 = \mathfrak{Z}_c \cdot \frac{\mathfrak{Z}_c}{\mathfrak{Z}_1} < \mathfrak{Z}_c.$$

Autrement dit, tout ce qui a été exposé aux paragraphes précédents pour une faible impédance reste valable sous la seule condition d'allonger la ligne d'un quart d'onde.

— On peut également traiter directement ce cas particulier, dans les mêmes conditions que ci-dessus, en introduisant l'admittance réduite de l'impédance inconnue définie par les relations suivantes :

$$\frac{1}{z_x} = \frac{\mathfrak{Z}_c}{\mathfrak{Z}_x} = g + \mathrm{j}\, b = \operatorname{th} \mu = \operatorname{th}(\rho + \mathrm{j}\theta)$$

dans lesquelles g et b sont tous deux inférieurs à l'unité en valeur absolue et d'autant plus petits que $\mathfrak{Z}_x$ est plus grand.

Les relations fondamentales (2) peuvent alors s'écrire :

$$\mathfrak{U} = (\operatorname{ch} \gamma y + \frac{1}{z_x} \operatorname{sh} \gamma y)\mathfrak{U}_x$$

$$\mathfrak{Z}_c \mathfrak{I} = (\operatorname{sh} \gamma y + \frac{1}{z_x} \operatorname{ch} \gamma y)\mathfrak{U}_x.$$

En raisonnant comme ci-dessus et en exprimant toujours sous la forme :

$$z_s = \frac{\mathfrak{Z}_s}{\mathfrak{Z}_c} = \operatorname{th} \psi_s = \operatorname{th} (\xi_s + j\eta_s)$$

l'impédance réduite de la source qui, par définition, est toujours très faible, on en déduit pour expression de la tension $\mathfrak{U}$ à la distance y de $A'B'$:

$$\mathfrak{U} = \mathfrak{E} \frac{\operatorname{ch} \psi_s \cdot \operatorname{ch} (\gamma y + \mu)}{\operatorname{ch} (\gamma l + \psi_s + \mu)}.$$

Soit, en module :

$$U = E \frac{\sqrt{\operatorname{sh}^2 \xi_s + \cos^2 \eta_s}\sqrt{\operatorname{sh}^2 (\alpha y + \rho) + \cos^2 (\beta y + \theta)}}{\sqrt{\operatorname{sh}^2 (\alpha l + \xi_s + \rho) + \cos^2 (\beta l + \eta_s + \theta)}}$$

de la forme :

$$U = \frac{ME}{\sqrt{\operatorname{sh}^2 (\alpha l + \xi_s + \rho) + \cos^2 (\beta l + \eta_s + \theta)}}. \tag{42}$$

Ces relations sont analogues aux relations (30) et (31) ci-dessus et leur discussion conduit à des conclusions similaires, soit :

— La résonance a lieu pour

$$\beta l_0 + \eta_s + \theta = (2k + 1)\frac{\pi}{2}$$

c'est-à-dire dans le cas d'une ligne seule :

$$l_0 = (2k + 1)\frac{\lambda}{4}.$$

— La tension de résonance a pour valeur :

$$U_0 = \frac{ME}{P}$$

avec :

$$P = \operatorname{sh} (\alpha l_0 + \xi_s + \rho)$$

— Pour un déréglage Δl au voisinage de l'accord, la courbe de résonance est représentée par :

$$U = \frac{U_0}{\sqrt{1 + \frac{\sin^2 \beta \Delta l}{P^2}}}$$

et conduit, en opérant par déréglage de l, à évaluer le facteur de pertes P par la relation (37) :

$$P = 2\pi \frac{|\Delta l|}{\lambda}.$$

– La technique opératoire pour la mesure de l'impédance inconnue reste la même que précédemment, sauf que :

a) le voltmètre V doit être connecté à une distance de $A'B'$ de l'ordre de $\lambda/2$,

b) pour mettre hors-circuit l'impédance inconnue, il faut faire $\rho = \theta = 0$, c'est-à-dire *déconnecter* cette impédance (cas des grandes impédances, chap. V).

— Le résultat de la mesure s'exprime alors par les relations suivantes :

$$\theta = \beta(l_{01} - l_{02}) = -2\pi \frac{d}{\lambda}$$

$$\rho = \arg \operatorname{sh} P_2 - \arg \operatorname{sh} P_1 - \alpha d$$

semblables aux relations (38) et qui se discutent de la même manière.

En particulier dans le cas d'une *impédance suffisamment grande et à faibles pertes*, et en admettant que les *pertes de la ligne* soient *elles-mêmes très faibles*, les éléments de l'admittance inconnue peuvent s'exprimer par les relations approchées :

$$(43) \qquad \begin{cases} B = -\dfrac{2\pi}{R_c} \cdot \dfrac{d}{\lambda} \\ G = \dfrac{2\pi}{R_c} \cdot \dfrac{|\Delta l_2| - |\Delta l_1|}{\lambda} \\ \dfrac{G}{|B|} = \dfrac{|\Delta l_2| - |\Delta l_1|}{d} \end{cases}$$

Mesure des impédances moyennes. — Ce cas est intermédiaire entre les deux précédents et correspond aux impédances dont le module est de l'ordre de grandeur de $\mathfrak{Z}_c$ et surtout le facteur de pertes de l'ordre de l'unité. Dans ces conditions, les approximations faites ci-dessus ne sont plus valables et il faut utiliser les relations générales (38).

En pratique, il est plus avantageux dans ce cas d'utiliser la méthode de l'onde stationnaire exposée ci-après :

Celle-ci fait intervenir un paramètre important, désigné sous le nom de *facteur d'onde stationnaire*, qui, dans le cas d'une ligne de pertes négligeables, fermée sur une impédance inconnue de coordonnées polaires ξ et η, s'exprime par (45, p. 495) :

$$S = \frac{\sqrt{1 + \operatorname{sh}^2 \xi}}{\operatorname{sh} \xi}.$$

Or nous avons admis plus haut que les approximations faites reposaient, dans l'ensemble, sur la condition :

$$\operatorname{sh}^2 \xi \ll 1.$$

Si l'on admet, par exemple, une approximation de l'ordre de 1 %, c'est-à-dire :

$$\operatorname{sh} \xi < 0{,}1$$

on en conclut que la délimitation entre les deux méthodes de mesure correspond à un *facteur d'onde stationnaire de l'ordre de 10.*

On peut donc poser comme règle pratique que :

a) On pourra utiliser la méthode de résonance, avec les approximations indiquées, pour $S > 10$.

b) dans le cas où $S < 10$, on devra utiliser, soit la méthode de résonance avec les relations générales (38), soit mieux, si la longueur d'onde de travail s'y prête, la méthode de l'onde stationnaire.

5° Méthode de l'onde stationnaire.

Généralités. — Sous réserve des complexités d'utilisation signalées plus haut, la méthode de résonance se prête bien aux mesures pratiques lorsque la longueur d'onde de travail est de l'ordre de grandeur des dimensions usuelles des lignes de mesure, c'est-à-dire de l'ordre du mètre ($F = 100$ à 300 MHz par exemple). Lorsque la fréquence s'élève au-delà de ces limites, on est conduit à réduire les dimensions des lignes de mesure et surtout les déplacements de l'équipage mobile réalisant la variation de longueur de la ligne ; des difficultés de réalisation pratique rendent alors la méthode difficilement applicable.

Par contre, lorsque la longueur d'onde devient très inférieure à la longueur de la ligne, la superposition des deux ondes progressives, directe et réfléchie, qui se propagent sur la ligne, donne naissance à un régime particulier que l'on désigne couramment sous le nom d'onde stationnaire. Comme les caractéristiques de l'onde réfléchie en bout de ligne sur l'impédance inconnue connectée en $A'B'$ (fig. *VIII-8*) dépendent de cette impédance, il en est de même du régime d'onde stationnaire et l'on conçoit que, en étudiant les caractéristiques de ce régime, on puisse en déduire celles de l'impédance inconnue.

— Le montage est toujours celui de la figure *VIII-8*, mais *on laisse constante la longueur de la ligne*, d'une valeur l quelconque *a priori*, et *on fait varier y*, c'est-à-dire qu'on déplace le voltmètre V le long de la ligne pour explorer la loi de variation de la tension U.

— Cette loi est représentée par la relation (30) qui, dans le cas présent, prend la forme :

$$U = NE\sqrt{\operatorname{sh}^2(\alpha y + \xi) + \sin^2(\beta y + \eta)} \tag{44}$$

en posant :

$$N = \frac{\sqrt{\operatorname{sh}^2 \xi_s + \cos^2 \eta_s}}{\sqrt{\operatorname{sh}^2(\alpha l + \xi_s + \xi) + \sin^2(\beta l + \eta_s + \eta)}} = \text{constante.}$$

— Cette expression montre que la tension U passe périodiquement par une valeur maximale :

$$U_{max} = NE\sqrt{1 + \operatorname{sh}^2(\alpha y_1 + \xi)}$$

et par une valeur minimale :

$$U_{min} = NE \operatorname{sh}(\alpha y_2 + \xi)$$

en désignant par y_1 et y_2 les abscisses respectives du maximum et du minimum.

Le régime d'onde stationnaire est ainsi caractérisé par le rapport :

$$S = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{\sqrt{1 + \operatorname{sh}^2(\alpha y_1 + \xi)}}{\operatorname{sh}(\alpha y_2 + \xi)}$$

appelé *facteur d'onde stationnaire.*

Dans le cas usuel des *lignes à faibles pertes* ($\alpha y \ll \xi$), ce rapport prend la valeur :

$$S = \frac{\sqrt{1 + \operatorname{sh}^2 \xi}}{\operatorname{sh} \xi} = \coth \xi \cdot \tag{45}$$

Il ne dépend pratiquement que de la coordonnée circulaire ξ de l'impédance inconnue et peut lui servir de mesure.

— Remarquons en outre, en comparant les relations (31) et (44) que, à l'influence près des pertes de la source (ξ_s), les deux régimes étudiés (onde stationnaire et résonance) sont représentés par la même fonction.

Il s'ensuit que tout ce qui a été dit précédemment pour l'étude de la pointe de résonance reste entièrement valable pour celle de la pointe correspondant au minimum de tension du régime en onde stationnaire.

— On pourrait donc développer entièrement l'étude de la nouvelle méthode à partir de la seule relation (44). En pratique, il sera plus commode et plus instructif de l'aborder directement par un mode de calcul plus simple qui permettra d'introduire tout naturellement la notion importante de « *coefficient de réflexion* ».

Définitions. — Comme nous venons de le voir et comme il sera précisé plus loin, la méthode de l'onde stationnaire est surtout intéressante en pratique dans le cas des impédances moyennes à fortes pertes. Dans ces conditions, avec les lignes de mesure usuelles dont les pertes sont toujours très faibles, l'influence des pertes de la ligne est négligeable devant celle des pertes dans l'impédance inconnue et l'état électrique de la ligne est pratiquement identique à celui que l'on aurait avec une ligne idéale sans pertes, du moins tant qu'on reste au voisinage de l'extrémité reliée à l'impédance inconnue.

— Dès lors, on peut simplifier la discussion en admettant que les pertes dans la ligne sont rigoureusement nulles ($\alpha = 0$). Les équations fondamentales (1) prennent alors la forme :

$$\begin{cases} \mathfrak{U} = P e^{j\beta y} + Q e^{-j\beta y} \\ \mathfrak{Z}_c \mathfrak{I} = P e^{j\beta y} - Q e^{-j\beta y} \end{cases} \tag{46}$$

qui met en évidence les deux ondes progressives se propageant sur la ligne, c'est-à-dire :

a) l'onde directe, allant de A vers A' : $P e^{j\beta y}$

b) l'onde réfléchie, allant de A' vers A : $Q e^{-j\beta y}$.

Coefficient de réflexion. — Par définition, on appelle coefficient de réflexion *la grandeur complexe*

$$\mathfrak{K} = K e^{j\psi} = \frac{Q}{P} \tag{47}$$

qui exprime le rapport de l'onde réfléchie à l'onde directe et se trouve, de ce fait, sous la dépendance directe des caractéristiques de l'impédance $\mathfrak{Z}_x$ sur laquelle s'effectue la réflexion.

En introduisant ce coefficient dans les relations fondamentales (46), celles-ci deviennent :

$$(48)\qquad \begin{cases} \mathfrak{U} = P e^{j\beta y}(1 + \mathcal{K} e^{-j2\beta y}) \\ \mathfrak{Z}_c \mathfrak{I} = P e^{j\beta y}(1 - \mathcal{K} e^{-j2\beta y}). \end{cases}$$

On en déduit, en faisant $y = 0$ et en introduisant *l'impédance réduite* z_x de l'inconnue :

$$(49)\qquad \boxed{\begin{aligned} z_x &= \frac{\mathfrak{Z}_x}{\mathfrak{Z}_c} = \frac{1 + \mathcal{K}}{1 - \mathcal{K}} \\ \mathcal{K} &= \frac{z_x - 1}{z_x + 1} \end{aligned}}.$$

Facteur d'onde stationnaire. — La première relation (48) donne pour expression de la tension $\mathfrak{U}$ à la distance y de $A'B'$, en remplaçant $\mathcal{K}$ par son expression (47) :

$$\mathfrak{U} = P e^{j\beta y}(1 + K e^{j(\psi - 2\beta y)})$$

d'où la loi de variation du module U de la tension, qui seul intéresse les mesures :

$$(50)\qquad U = P\sqrt{1 + K^2 + 2K\cos(2\beta y - \psi)}.$$

— Si donc on déplace le voltmètre V le long de la ligne, en se dirigeant de l'extrémité $A'B'$ vers la source, on voit que l'amplitude U de la tension varie périodiquement entre :

a) *Un maximum* :

$$U_{max} = P(1 + K)$$

obtenu pour les abscisses y_{max} satisfaisant la condition :

$$2\beta y_{max} - \psi = 2k\pi$$

soit : (51)
$$y_{max} = \lambda\frac{\psi}{4\pi} + k\frac{\lambda}{2}.$$

b) *Un minimum* :

$$U_{min} = P(1 - K)$$

obtenu pour les abscisses y_{min} satisfaisant la condition :

$$2\beta y_{min} - \psi = (2k + 1)\pi$$

soit : (52)
$$y_{min} = \lambda\frac{\psi}{4\pi} + \frac{\lambda}{4} + k\frac{\lambda}{2}.$$

— On appelle *facteur d'onde stationnaire* le rapport

$$(53)\qquad \boxed{S = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{1 + K}{1 - K}}$$

qui caractérise l'intensité de l'onde réfléchie et qui varie de 1 à l'infini quand on passe du régime d'onde progressive (ligne adaptée) au régime d'onde stationnaire pur (ligne en court-circuit ou ouverte).

Ce rapport étant connu, on en déduit le module du coefficient de réflexion par :

$$K = \frac{S-1}{S+1} \tag{54}$$

Principe de mesure des impédances. — L'impédance $\mathfrak{Z}_x$ à mesurer est connectée à l'extrémité $A'B'$ d'une ligne de mesure équipée comme l'indique la figure *VIII-8.*

La longueur l de la ligne est maintenue constante. Elle peut être quelconque *a priori* ; mais il est recommandable de la choisir de façon à réaliser la résonance de l'ensemble afin d'augmenter l'intensité du courant et par suite la facilité et la précision des mesures (sous réserve, bien entendu, qu'il n'en résulte aucune réaction perturbatrice sur la source alimentant la ligne).

Pour effectuer la mesure, on déplace le voltmètre V le long de la ligne, *en partant de l'extrémité $A'B'$ reliée à la source* et on explore la loi de variation de la tension U qui affecte l'un des aspects représentés sur la figure *VIII-10.*

— On note :

a) la position $y_{0\,\max}$ du premier maximum

b) la valeur $U_{\max}$ du premier maximum et la valeur $U_{\min}$ du premier minimum qui le suit.

— On en déduit les valeurs :

1° du facteur d'onde stationnaire :

$$S = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}.$$

2° du coefficient de réflexion :

$$\begin{cases} K = \dfrac{S-1}{S+1} \\ \psi = 4\pi \dfrac{y_{0\,\max}}{\lambda} \end{cases} \tag{55}$$

donc, en portant ces valeurs dans les expressions (49) :

$$\boxed{\begin{aligned} K e^{j\psi} &= \frac{r-1+jx}{r+1+jx} \\ z_x &= \frac{1+K\cos\psi+jK\sin\psi}{1-K\cos\psi-jK\sin\psi} \end{aligned}} \tag{56}$$

Ces deux relations constituent le point de départ de toutes les discussions et de toutes les applications.

La seconde, en particulier, permet, dès l'instant où l'on a mesuré sur la ligne le facteur d'onde stationnaire S et la position $y_{0\,\max}$ du premier maximum (ou celle du premier minimum), de calculer les éléments réduits r et x de l'impédance inconnue, soit en remplaçant K par sa valeur (54) :

$$\begin{cases} r = \dfrac{2S}{S^2+1-(S^2-1)\cos\psi} \\ x = \dfrac{(S^2-1)\sin\psi}{S^2+1-(S^2-1)\cos\psi}. \end{cases} \tag{57}$$

Comme le calcul à partir de ces expressions est fastidieux, on a établi des abaques, dont nous verrons plus loin les principes, qui donnent directement les valeurs de r et x à partir de celles de S et $\frac{y_{0\,max}}{\lambda}$.

— Cependant, dans le cas particulier d'une *résistance pure*, ces relations prennent une forme très simple.

En effet :

a) pour une *faible résistance* ($r < 1$, $x = 0$), le tableau ci-après donne $\psi = \pi$, donc :

$$r = \frac{1}{S}.$$

b) pour une *grande résistance* ($r > 1$, $x = 0$), il vient $\psi = 2\pi$, donc :

$$r = S.$$

Forme pratique des résultats. — Pour faciliter les discussions et surtout l'interprétation physique des observations faites sur une ligne de mesure, il est intéressant d'examiner objectivement les différents cas qui peuvent se présenter et de bien mettre en lumière le sens physique de la position $y_{0\,max}$ du premier maximum.

La première relation (56) donne pour expression de l'angle ψ en fonction des éléments réduits de l'impédance inconnue :

$$\cos\psi = \frac{1}{K}\,\frac{z^2 - 1}{(r+1)^2 + x^2}$$

$$\sin\psi = \frac{1}{K}\,\frac{2x}{(r+1)^2 + x^2}$$

en désignant par z le module de l'impédance réduite :

$$z = \sqrt{r^2 + x^2}.$$

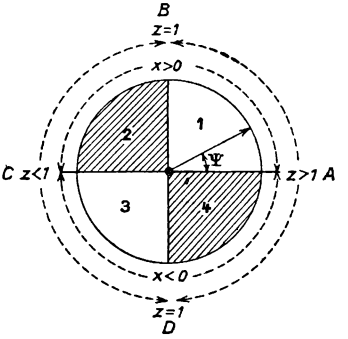


FIG. VIII-9.

De ces deux relations, on déduit que $\sin\psi$ est toujours du signe de la réactance x et que $\cos\psi$ est positif ou négatif suivant que le *module z* de l'impédance réduite est supérieur ou inférieur à l'unité, c'est-à-dire le module Z_x de l'impédance inconnue supérieur ou inférieur à l'impédance caractéristique de la ligne. En portant ces conclusions sur le cercle trigonométrique (fig. *VIII-9*), on en déduit que, suivant les valeurs de r et de x, il y a quatre cas à envisager qui correspondent aux quatre secteurs du cercle trigonométrique, marqués 1, 2, 3 et 4, auxquels correspondent des valeurs bien précises de ψ et par suite de la position du premier maximum :

$$y_{0\,max} = \lambda\,\frac{\psi}{4\pi}.$$

Les divers cas qui peuvent se rencontrer en pratique se trouvent résumés par le tableau et les courbes de la figure *VIII-10*.

Références	x	z	ψ	$y_{0\max}$
A	0	>1	0	0
1	>0	>1	$0<\psi<\frac{\pi}{2}$	$0<y_0<\frac{\lambda}{8}$
B	>0	1	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\lambda}{8}$
2	>0	<1	$\frac{\pi}{2}<\psi<\pi$	$\frac{\lambda}{8}<y_0<\frac{\lambda}{4}$
C	0	<1	π	$\frac{\lambda}{4}$
3	<0	<1	$\pi<\psi<\frac{3\pi}{2}$	$\frac{\lambda}{4}<y_0<\frac{3\lambda}{8}$
D	<0	1	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{3\lambda}{8}$
4	<0	>1	$\frac{3\pi}{2}<\psi<2\pi$	$\frac{3\lambda}{8}<y_0<\frac{\lambda}{2}$

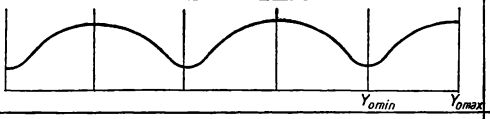
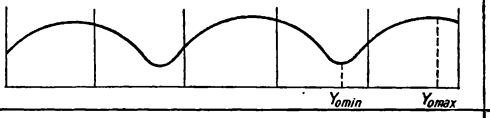
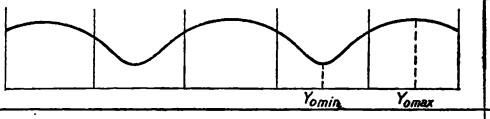
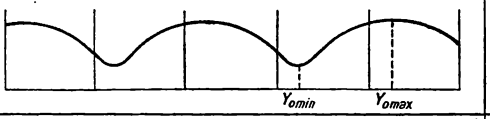
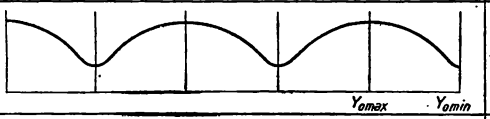
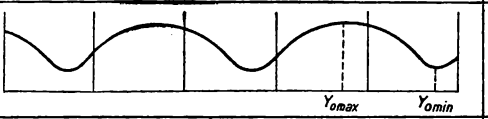
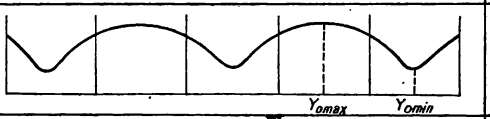
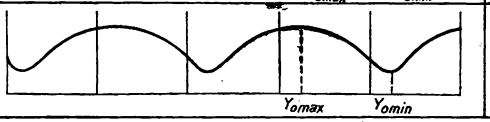
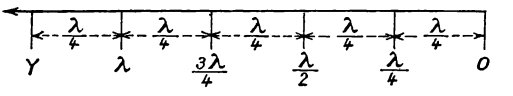
Référence	Repères de position sur la ligne	Variation de la tension U le long de la ligne	Impédance inconnue R_X	X	Z_X
A	$Y_{omax}=0$ $Y_{omin}=\frac{\lambda}{4}$		$>Z_c$	0	$>Z_c$
1	$0<Y_{omax}<\frac{\lambda}{8}$ $\frac{\lambda}{4}<Y_{omin}<\frac{3\lambda}{8}$			$X>0$ Inductance	$>Z_c$
B	$Y_{omax}=\frac{\lambda}{8}$ $Y_{omin}=\frac{3\lambda}{8}$				$=Z_c$
2	$\frac{\lambda}{8}<Y_{omax}<\frac{\lambda}{4}$ $\frac{3\lambda}{8}<Y_{omin}<\frac{\lambda}{2}$				$<Z_c$
C	$Y_{omax}=\frac{\lambda}{4}$ $Y_{omin}=0$		$<Z_c$	0	$<Z_c$
3	$\frac{\lambda}{4}<Y_{omax}<\frac{3\lambda}{8}$ $0<Y_{omin}<\frac{\lambda}{8}$			$X<0$ Capacité	$<Z_c$
D	$Y_{omax}=\frac{3\lambda}{8}$ $Y_{omin}=\frac{\lambda}{8}$				$=Z_c$
4	$\frac{3\lambda}{8}<Y_{omax}<\frac{\lambda}{2}$ $\frac{\lambda}{8}<Y_{omin}<\frac{\lambda}{4}$				$>Z_c$
					

FIG. VIII-10.

De l'examen des courbes de la figure *VIII-10*, on peut en particulier tirer les conclusions suivantes qui, au cours d'une mesure, peuvent constituer des guides intéressants :

a) si le premier maximum ou le premier minimum se situe exactement à l'origine ($y = 0$), c'est que l'impédance inconnue est une résistance pure, grande dans le premier cas, et petite dans le second (par rapport à Z_c) ;

b) si en partant de l'extrémité $A'B'$ de la ligne, on rencontre d'abord un maximum, c'est que l'impédance inconnue est inductive ($X > 0$) ;

c) si, au contraire, on rencontre un minimum, c'est que cette impédance est capacitive ($X < 0$) ;

d) lorsque le premier maximum ou le premier minimum se situe exactement à $\frac{\lambda}{8}$ de l'extrémité de la ligne, c'est que le *module* de l'impédance inconnue est égal à Z_c.

Conditions d'applications pratiques. — Comme les tensions U interviennent uniquement par leur rapport, il n'est pas indispensable de les mesurer et il suffit de repérer des grandeurs proportionnelles. Par contre, il est essentiel que l'appareillage constituant le voltmètre V soit couplé aussi lâchement que possible à la ligne de façon à ne pas perturber son régime électrique.

En pratique, on utilise en général comme ligne de mesure une *ligne à fente* (§ F 6°, p. 513) munie d'un dispositif voltmétrique *quadratique*.

La déviation de l'indicateur en fonction de l'abscisse y du voltmètre, déduite de (50), est alors de la forme :

$$\theta = M\,[1 + K^2 + 2K \cos{(2\beta y - \psi)}] \tag{58}$$

où M est une constante, ajustable en agissant sur la longueur de la sonde et maintenue fixe au cours d'une même série de mesures.

— Dans ces conditions, les modalités d'application sont les suivantes :

Lorsqu'on déplace le voltmètre le long de la ligne, la déviation suit la loi sinusoïdale (58) et passe alternativement par un maximum et un minimum dont il faut déterminer avec précision la valeur et la position sur la ligne.

Pour que la mesure du rapport $\frac{U_{max}}{U_{min}}$ ait un sens, il est indispensable que la sensibilité du voltmètre (c'est-à-dire la valeur de la constante M) soit la même pour U_{min} et U_{max}. Il s'ensuit que la gamme des facteurs d'onde stationnaire mesurables par ce procédé est limitée par les possibilités de lecture sur l'échelle de l'indicateur voltmétrique. Sa caractéristique parabolique impose une limite assez faible, de l'ordre de quelques unités, par exemple $\sqrt{10}$ si l'indicateur comporte une échelle linéaire graduée de 1 à 10.

La précision de la mesure de position d'un maximum ou d'un minimum est caractérisée par la valeur de la variation *relative* de la déviation θ de l'indicateur, pour un même déplacement Δy du voltmètre de part et d'autre de la position à repérer. La relation (58) donne alors :

$$\text{pour un maximum :} \quad \frac{\Delta\theta}{\theta_{max}} = -\frac{4K}{(1+K)^2} \sin^2 \beta \Delta y$$

$$\text{pour un minimum :} \quad \frac{\Delta\theta}{\theta_{min}} = +\frac{4K}{(1-K)^2} \sin^2 \beta \Delta y.$$

Il en résulte que la précison de mesure est meilleure sur un minimum que sur un maximum, d'autant plus que K est plus voisin de l'unité, donc le facteur d'onde stationnaire plus élevé. Autrement dit, en pratique, il y aura avantage à effectuer les repères de position du voltmètre, non pas sur un maximum, comme il a été admis dans l'étude de principe ci-dessus, mais sur un minimum dont l'abscisse y_{min} est liée à celle du maximum voisin par la relation simple :

$$y_{min} = y_{max} \pm \frac{\lambda}{4}.$$

Notons enfin que, même si on détermine avec précision la position du voltmètre correspondant à un minimum, la connaissance de la valeur correspondante de y_{min} peut comporter une certaine indécision du fait de la difficulté pratique de préciser l'origine $A'B'$ de la ligne, le plus souvent masquée dans les organes mécaniques de liaison à l'impédance inconnue (raccord coaxial, par exemple).

— Pour ces diverses raisons, on effectue en général la mesure en trois temps, comme suit :

1° On met la ligne *en court-circuit* en $A'B'$, cas C du tableau de la figure *VIII-10* pour lequel le premier maximum se trouve à la distance :

$$y_{01\,max} = \frac{\lambda}{4}.$$

Cela fait, on repère *la position du premier minimum* qui *suit* ce maximum et dont l'abscisse a pour valeur :

$$y_{01\,min} = y_{01\,max} + \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda}{2}.$$

Comme, dans ce cas, le facteur d'onde stationnaire est égal à l'unité, la détermination de ce repère, qui va servir d'origine des abscisses pour les mesures, peut se faire avec une grande précision (θ_{min} est pratiquement nul si les pertes de la ligne sont très faibles).

2° On *connecte* en $A'B'$ *l'impédance* $\mathcal{Z}_x$ à mesurer.

Le premier maximum se situe alors à la distance :

$$y_{02\,max} = \lambda \frac{\psi}{4\pi}$$

et le premier minimum qui le *suit* vient à la distance

$$y_{02\,min} = y_{02\,max} + \frac{\lambda}{4}.$$

On repère ce minimum et on lit sur l'échelle graduée de l'équipage mobile le *déplacement d correspondant*, égal à celui du maximum mais mesurable avec plus de précision, et de valeur :

$$d = y_{02\,min} - y_{01\,min} = y_{02\,max} - y_{01\,max} = \lambda \frac{\psi}{4\pi} - \frac{\lambda}{4} \tag{59}$$

compté positivement dans le sens de $A'B'$ vers la source.

On en déduit la valeur de ψ :

$$\psi = 4\pi \frac{d}{\lambda} + \pi = 2\beta d + \pi.$$

3° On mesure le facteur d'onde stationnaire :

$$S = \frac{U_{max}}{U_{min}}.$$

— De ces données, on déduit les valeurs des éléments de l'impédance inconnue, soit à partir des relations (57) qui deviennent alors :

$$(60) \quad \begin{cases} r = \dfrac{2S}{S^2 + 1 + (S^2 - 1)\cos 2\beta d} = \dfrac{1}{S\cos^2 \beta d\left(1 + \dfrac{\operatorname{tg}^2 \beta d}{S^2}\right)} \\ x = -\dfrac{(S^2 - 1)\sin 2\beta d}{S^2 + 1 + (S^2 - 1)\cos 2\beta d} = -\dfrac{(S^2 - 1)\operatorname{tg} \beta d}{S^2 + \operatorname{tg}^2 \beta d} \end{cases}$$

soit, en pratique, par lecture directe sur un abaque circulaire (p. 511) gradué en fonction de S et du rapport $\frac{d}{\lambda}$.

— Ce mode opératoire est applicable dans tous les cas tant que le facteur d'onde stationnaire reste faible, par exemple inférieur à 3 $(\sqrt{10})$, c'est-à-dire tant que l'impédance inconnue comporte des pertes suffisamment grandes pour affaiblir de façon sensible l'onde réfléchie ($K \ll 1$) et permettre une mesure facile de S par lecture sur un voltmètre quadratique (p. 500).

— Sa discussion, déduite du tableau de la figure *VIII-10*, se résume comme suit :

	Déplacement d du minimum				
	vers la source			vers l'impédance inconnue	
	$\frac{\lambda}{4}$	$\frac{\lambda}{8}$	0	$-\frac{\lambda}{8}$	$-\frac{\lambda}{4}$
X	< 0 charge capacitive			> 0 charge inductive	
Z_x	$> Z_c$		$< Z_c$		$> Z_c$

Cas des impédances à faibles pertes. — La première équation (56) donne pour expression du *module* du coefficient de réflexion :

$$K = \sqrt{\frac{(r-1)^2 + x^2}{(r+1)^2 + x^2}}.$$

Si r devient petit devant l'unité ($R \ll \mathfrak{Z}_c$), K tend vers l'unité et l'on obtient sur la ligne un régime d'onde stationnaire caractérisé par une grande valeur du facteur S ($S \gg 3$).

Dans ces conditions, la mesure de S devient impossible par la technique précédente parce que le voltmètre ne permet plus de mesurer successivement, sans changement de sensibilité (ce qui serait une source d'erreur), les tensions U_{max} et U_{min} qui sont trop différentes.

On tourne alors la difficulté en déterminant S, non plus par une mesure directe du rapport $\frac{U_{max}}{U_{min}}$, mais par une mesure d'acuité de la pointe de tension correspondant à U_{min}. Pour cela, on opère par déréglage autour du minimum dans des conditions identiques à celles qui ont été utilisées antérieurement pour évaluer l'acuité de résonance d'une ligne accordée ou d'un circuit oscillant.

On effectue une première mesure à l'accord exact tel que relation (58) :

$$\cos(2\beta y_{01\,min} - \psi) = -1$$

et on note la déviation minimale de valeur :

$$\theta_{min} = M(1 - K)^2.$$

Cela fait, on produit un petit déplacement Δy du voltmètre et on mesure la déviation correspondante :

$$\theta = M\left[1 + K^2 + 2K\cos\left(2\beta(y_{01} + \Delta y) - \psi\right)\right]$$

soit :

$$\theta = M\left[(1 - K)^2 + 4K\sin^2\beta\Delta y\right].$$

On en déduit, en remplaçant K en fonction de S par sa valeur (55) :

$$\frac{\theta}{\theta_{min}} = 1 + (S^2 - 1)\sin^2\beta\Delta y$$

soit finalement :

(61)
$$\boxed{S = \frac{\sqrt{1 + \sin^2\beta\Delta y}}{|\sin\beta\Delta y|}}$$

en posant, comme nous l'avons fait pour la ligne résonnante et pour le circuit oscillant :

$$\frac{\theta}{\theta_{min}} = 2 \qquad \text{c'est-à-dire} \qquad \frac{U}{U_{min}} = \sqrt{2}.$$

— Dans le cas où les *pertes sont suffisamment faibles*, cette expression devient pratiquement :

$$\frac{1}{S} = |\sin\beta\Delta y| \approx \beta|\Delta y| \ll 1$$

et les relations (60) prennent la forme simple :

(62)
$$\begin{cases} r = \dfrac{1}{S\cos^2\beta d} = \dfrac{\beta|\Delta y|}{\cos^2\beta d} \\ x = -\operatorname{tg}\beta d. \end{cases}$$

Cette dernière approximation est valable lorsque S^2 est grand devant l'unité et à condition que tg βd, donc x, soit au maximum de l'ordre de l'unité, c'est-à-dire lorsqu'on a affaire à une *faible impédance à faibles pertes.*

L'approximation sera par exemple de l'ordre de 1 % pour $S = 10$.

On retrouve alors les relations (40), établies dans le cas de la résonance, *avec toutes leurs conséquences pratiques*, à condition bien entendu de supposer nulles les pertes de la ligne ($P_1 = \alpha l = 0$, $\alpha d = 0$).

Cas des très faibles pertes. — Tout ce qui précède suppose explicitement que les pertes de la ligne sont nulles, ou du moins que leur influence sur le régime stationnaire de la ligne est négligeable devant celle des pertes de l'impédance à mesurer.

Cette condition est pratiquement remplie lorsque la tension minimale U_{min} obtenue en mettant la ligne en court-circuit en $A'B'$ est très petite par rapport à la tension minimale obtenue lorsque $\mathcal{Z}_x$ est connecté.

Si l'impédance à mesurer à des pertes très faibles, elle peut ne pas être satisfaite et tout ce qui précède devient sans valeur, du moins en ce qui concerne la mesure de la résistance r. Il faut alors tenir compte des pertes dans la ligne et, pour cela, reprendre la discussion à partir de la relation. générale (44).

Puisque, par définition, les pertes sont ici très faibles, les équations de départ peuvent s'écrire pratiquement :

$$U = NE\sqrt{P^2 + \sin^2(\beta y + \eta)} \tag{63}$$

avec :

$$\begin{cases} P = \alpha y + \xi \\ r = \dfrac{\xi}{\cos^2 \eta} \\ x = \operatorname{tg} \eta. \end{cases}$$

La discussion se développe alors autour du minimum de tension comme dans le cas de la résonance autour du maximum de tension. Les résultats se présentent finalement sous l'aspect des relations (40) avec toutes leurs conséquences pratiques.

Il convient de noter simplement que, dans le cas actuel, *l'impédance de la source n'intervient pas.* Par conséquent, si celle-ci a des pertes notables, l'acuité des minimums de tension du régime stationnaire (à l constant et y variable) est supérieure à celle des maximums de tension de résonance (à y constant et l variable) ; la précision de mesure est donc meilleure dans le premier cas que dans le second.

— Cette méthode s'impose dès que, dans l'expression du facteur de pertes P, le terme αy qui exprime les pertes de la ligne n'est plus négligeable devant le terme ξ qui exprime celles de l'impédance inconnue.

Dans le cas d'une faible impédance, l'abscisse y du premier minimum est de l'ordre de $\lambda/2$; en remplaçant α par sa valeur, le terme αy a alors pour expression :

$$\alpha y = \frac{\pi}{2}(p + q).$$

Pour une ligne de mesure de bonne qualité, q est pratiquement nul et p est de l'ordre de 10^{-3}.

Dans ces conditions, le terme αy sera négligeable si ξ est grand devant 10^{-3}, par exemple de l'ordre de 0,1, auquel cas le facteur d'onde stationnaire S (45) est de l'ordre de 10.

La méthode actuelle s'impose donc si S devient supérieur à 10.

Mesure des admittances. — Dans ce qui précède, nous avons raisonné en admettant que l'impédance inconnue était représentée par son impédance réduite : $z_x = r + \mathrm{j}x$.

Cette convention de départ a les conséquences pratiques suivantes :

a) La technique opératoire développée ci-dessus correspond à la technique dite *des faibles impédances.*

b) Pour mettre hors circuit l'impédance inconnue, lors du tarage initial de la ligne seule, il faut réaliser le *court-circuit de la ligne* aux points de liaison $A'B'$.

c) Les approximations qui ont conduit aux relations simplifiées (62) ne sont valables, *a priori*, que dans le cas des faibles impédances.

d) Les déplacements « d » du minimum de tension restent inférieurs à $\lambda/8$ pour les faibles impédances et de ce fait les risques de confusion expérimentale sont moindres dans ce cas.

e) Lorsqu'on utilise le diagramme d'impédances de la figure *VIII-14*, le point figuratif se situe, pour les faibles impédances, dans la partie supérieure où l'on peut obtenir une bonne précision de lecture, et, pour les grandes impédances, dans la partie inférieure où les lectures deviennent plus difficiles en raison du rapprochement et de l'enchevêtrement des lignes du diagramme.

— Pour ces raisons, *dans le cas des grandes impédances*, il est plus avantageux de raisonner en représentant l'impédance inconnue par son *admittance réduite* :

$$\frac{1}{z_x} = \frac{\mathfrak{Z}_c}{\mathfrak{Z}_x} = g + \mathrm{j}\, b.$$

Les relations de départ (49) prennent alors la forme :

$$\begin{cases} K\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\psi} = \dfrac{1 - \dfrac{1}{z_x}}{1 + \dfrac{1}{z_x}} = -\dfrac{g - 1 + \mathrm{j}\, b}{g + 1 + \mathrm{j}\, b} \\ \dfrac{1}{z_x} = \dfrac{1 - K\cos\psi - \mathrm{j}\, K\sin\psi}{1 + K\cos\psi + \mathrm{j}\, K\sin\psi} \end{cases}$$

Soit finalement :

$$(64) \qquad \begin{cases} K\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\psi'} = \dfrac{g - 1 + \mathrm{j}\, b}{g + 1 + \mathrm{j}\, b} \\ \dfrac{1}{z_x} = \dfrac{1 + K\cos\psi' + \mathrm{j}\, K\sin\psi'}{1 - K\cos\psi' - \mathrm{j}\, K\sin\psi'} \end{cases}$$

en remplaçant l'argument ψ par son supplément :

$$\psi' = \psi + \pi$$

lié directement à l'abscisse du *premier minimum* par la relation :

$$\psi' = 4\pi \frac{y_{0\,\min}}{\lambda}.$$

— En outre, la mise hors-circuit de l'impédance inconnue, pour effectuer le tarage de la ligne seule, s'obtient ici en faisant : $g = y = 0$, soit $\mathfrak{Z}_x = \infty$, c'est-à-dire en *déconnectant* $\mathfrak{Z}_x$, donc en laissant $A'B'$ *à circuit ouvert* (cas des grandes impédances).

— Sous cette seule réserve et à condition de raisonner directement sur le *premier minimum*, la discussion se développe à partir des relations (64) comme précédemment à partir des relations (56), simplement en remplaçant r et x par g et b. La technique opératoire et les conclusions sont identiquement les mêmes. En particulier les, éléments g et b de l'admittance inconnue peuvent se calculer à partir des relations (64) ou être lus directement sur le diagramme de la figure *VIII-14*, dans la partie supérieure pour les faibles admittances (grandes impé-

dances) et dans la partie inférieure, de lecture moins facile, pour les grandes admittances (faibles impédances).

— Un exemple d'application de ce mode de représentation sera donné plus loin à propos de la mesure des éléments caractéristiques d'un diélectrique (§ G 4°, p. 524).

Mesure du coefficient d'affaiblissement. — La méthode de l'onde stationnaire se prête tout aussi bien à la mesure du coefficient d'affaiblissement α de la ligne de mesure que la méthode de la résonance, à la seule condition d'opérer sur un minimum de tension au lieu d'un maximum. Elle est même plus avantageuse par le fait que, les pertes de la source (ξ_s) n'intervenant pas dans le cas actuel, l'amortissement apparent, si l'on ferme la ligne sur une impédance de pertes nulles, ne dépend que des pertes de la ligne, c'est-à-dire de α. Il est alors possible de mesurer α à l'aide d'une seule opération.

— La ligne étant fermée en $A'B'$ sur une impédance quelconque de *pertes nulles* (court-circuit franc ou mise à circuit ouvert), la tension en un point d'abscisse y a pour valeur d'après (44) :

$$U = NE\sqrt{P^2 + \sin^2(\beta y + \eta)}$$

avec : $P = \alpha y.$

Autour d'un minimum d'abscisse y_0, on mesure les valeurs de U :

1°) à l'accord exact : $U_{\min} = NEP.$

2°) pour un désaccord Δy : $U = NE\sqrt{P^2 + \sin^2 \beta \Delta y}$

on en déduit pratiquement, en faisant : $\dfrac{U}{U_{\min}} = \sqrt{2}$:

$$P = \alpha y_0 = \beta \Delta y = 2\pi \frac{\Delta y}{\lambda}$$

d'où la valeur de α.

— Dans le cas où l'impédance terminale comporterait des pertes non négligeables, ou dans le cas où il serait difficile de repérer l'origine des abscisses, donc de mesurer y_0, on pourrait répéter l'opération pour deux minima consécutifs distants de $\lambda/2$. On retrouverait alors par différence la relation (39) établie dans le cas de la résonance.

— En remplaçant α par sa valeur en fonction des facteurs de pertes p et q de la ligne, on peut également, comme dans le cas de la résonance, en déduire la valeur de ces facteurs par la relation très simple :

$$p + q = 2\frac{\Delta y}{y_0}.$$

Diagrammes d'impédances. — Pour résoudre facilement les relations (56), on a établi des abaques connus sous le nom de diagramme d'impédances ou diagramme du cercle en raison de leur structure.

Ces diagrammes peuvent se présenter sous deux aspects, suivant qu'on utilise pour leur construction des coordonnées cartésiennes ou des coordonnées polaires.

Abaque cartésien. — La première relation (56) résolue en fonction de K et ψ donne :

$$K^2 = \frac{(r-1)^2 + x^2}{(r+1)^2 + x^2}$$

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{2x}{r^2 + x^2 - 1}.$$

— La première de ces deux expressions fournit la relation :

$$\left(r - \frac{1 + K^2}{1 - K^2}\right)^2 + x^2 = \left(\frac{2K}{1 - K^2}\right)^2$$

soit, en remplaçant K par sa valeur en fonction de S (55) :

$$\left(r - \frac{S^2 + 1}{2S}\right)^2 + x^2 = \left(\frac{S^2 - 1}{2S}\right)^2. \tag{65}$$

— De même, la seconde donne la relation :

$$r^2 + \left(x - \frac{1}{\operatorname{tg} \psi}\right)^2 = \left(\frac{1}{\sin \psi}\right)^2. \tag{66}$$

— Dans un diagramme en coordonnées rectangulaires en r et x, les équations (65) et (66) représentent deux familles de cercles admettant respectivement comme paramètres S et ψ, c'est-à-dire précisément les deux grandeurs fournies directement par la mesure, ou mieux : S et $y_{0\,\max}$. Ce diagramme présente l'aspect de la figure *VIII-11*.

— La relation (65) donne la famille de cercles représentés en pointillé, qui ont pour rayon :

$$R = \frac{S^2 - 1}{2S}$$

et dont le centre est placé sur l'axe des abscisses en un point d'abscisse :

$$r_0 = \frac{S^2 + 1}{2S}.$$

Ces cercles ne dépendent que de la valeur du facteur d'onde stationnaire S. Ils coupent l'axe des abscisses en un point N d'abscisse S et en un point N' d'abscisse $\frac{1}{S}$.

Lorsque S tend vers 1, R tend vers zéro et r_0 vers 1 ; les cercles ont pour limite le point M d'abscisse + 1.

Lorsque S croît indéfiniment, R et r_0 croissent également sans limite et les cercles correspondants sortent du diagramme.

— La relation (66) donne la famille de cercles représentés en trait continu et qui passent tous par le point M situé sur l'axe des abscisses à une distance égale à l'unité. Ces cercles ont pour rayon :

$$R = \frac{1}{|\sin \psi|}$$

et leur centre se trouve sur l'axe des ordonnées en un point d'ordonnée :

$$x_0 = \frac{1}{\operatorname{tg} \psi}.$$

L'angle ψ n'intervenant que par sa tangente, chaque cercle peut correspondre à deux valeurs de ψ distantes de π donc à deux valeurs de $y_{0\,\max}$ distantes de $\frac{\lambda}{4}$.

— Parmi ces cercles, celui qui est représenté en trait fort et qui correspond à $x_0 = 0$, donc $\psi = \pm \frac{\pi}{2}$ et par suite $y_{0\,\max} = \frac{\lambda}{8}$ ou $\frac{3\lambda}{8}$, joue un rôle particulièrement important pour la discussion. Il correspond aux cas B et D du tableau

VIII-10 et divise le diagramme en quatre zones qui correspondent aux quatre secteurs du cercle trigonométrique. Il en résulte que, sur un même cercle, les deux arcs tels que MPy_1 et $MP'y_2$, situés dans deux zones différentes, cor-

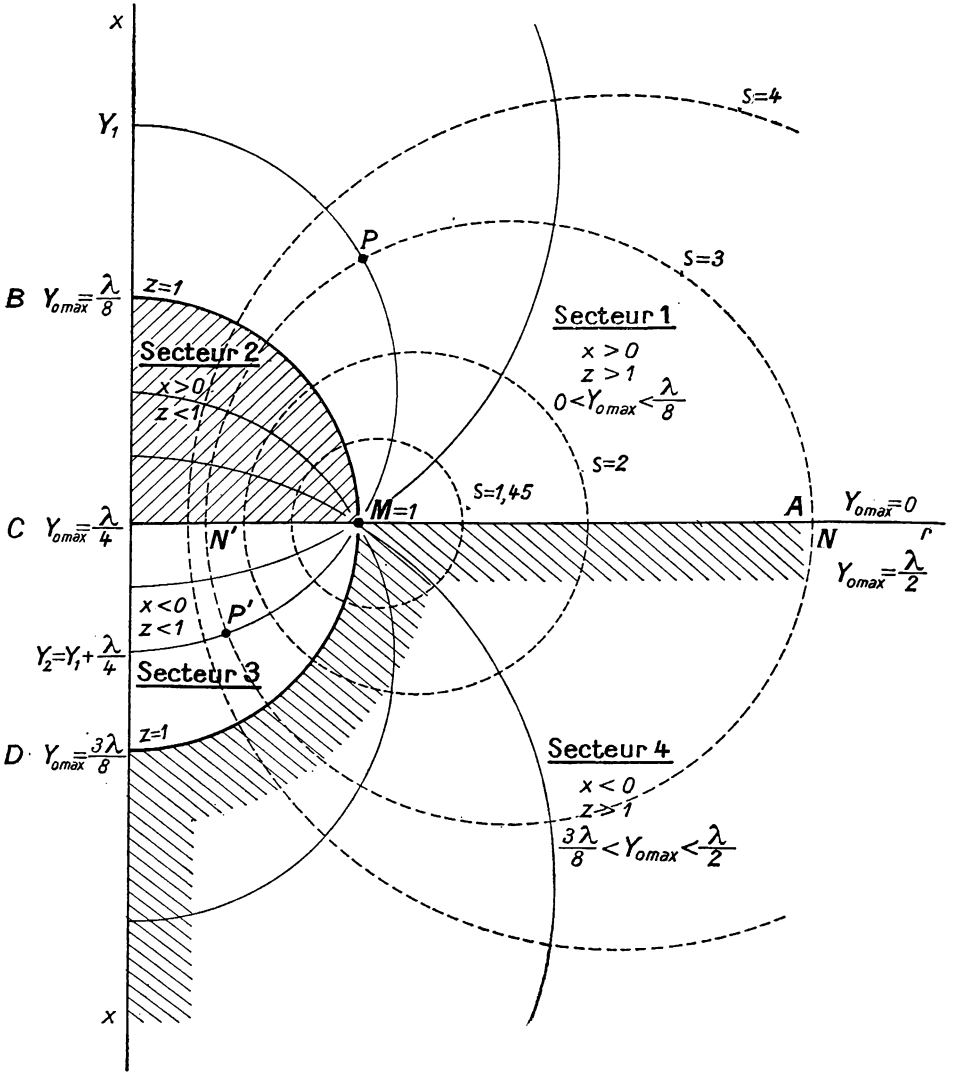


FIG. VIII-11.

respondent chacun à deux valeurs de $y_{0\,max}$ différant de $\frac{\lambda}{4}$ ($\Delta\psi = \pi$). Autrement dit, le diagramme en trait plein se compose en fait d'*arcs de cercle*, tels que MPy_1 ou MPy_2, correspondant chacun à une valeur de $y_{0\,max}$ variant progressivement de 0 à $\frac{\lambda}{2}$.

— Dans ces conditions, dès l'instant où l'on a déterminé par une mesure les valeurs de S et de $y_{0\,max}$, il suffit de lire sur le diagramme les coordonnées

du point de rencontre P du cercle et de l'*arc de cercle* correspondants pour en déduire les valeurs de r et de x.

— Cet abaque est d'un emploi commode en raison de sa présentation cartésienne familière. Malheureusement, en pratique, il est inutilisable pour les valeurs élevées de S auxquelles correspondent des cercles de grand diamètre qui sortent du diagramme. Ce défaut n'existe pas avec l'abaque polaire.

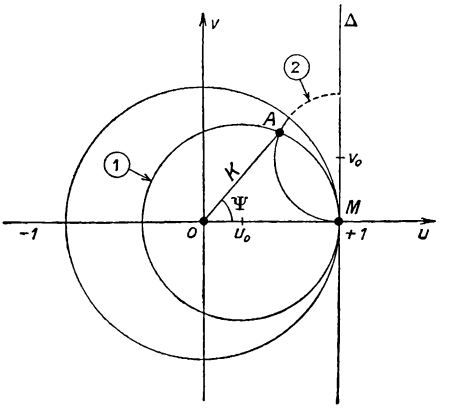


FIG. VIII-12.

Abaque polaire ou de Smith. — Considérons (fig. *VIII-12*), un système d'axes rectangulaires de coordonnées u et v, et un rayon vecteur OA de module K et d'argument ψ. Le point A a pour coordonnées :

$$u = K \cos \psi$$
$$v = K \sin \psi.$$

En portant ces valeurs dans la seconde relation (56), il vient :

$$r + jx = \frac{1 + u + jv}{1 - u - jv}$$

d'où :

$$\begin{cases} r = \dfrac{1 - u^2 - v^2}{(1-u)^2 + v^2} \\ x = \dfrac{2v}{(1-u)^2 + v^2} \end{cases}$$

et par suite : (67)

$$\begin{cases} \left(u - \dfrac{r}{r+1}\right)^2 + v^2 = \left(\dfrac{1}{r+1}\right)^2 \\ (1-u)^2 + \left(v - \dfrac{1}{x}\right)^2 = \left(\dfrac{1}{x}\right)^2. \end{cases}$$

Ces deux équations représentent deux familles de cercles qui admettent respectivement pour paramètres r et x, c'est-à-dire précisément les *grandeurs à déterminer*.

— La première équation correspond à des cercles tels que (1), sur la figure *VIII-12*, qui passent tous par le point M d'abscisse + 1 sur l'axe des abscisses, dont le centre est également sur cet axe à une distance :

$$u_0 = \frac{r}{r+1}$$

et qui ont pour rayon :

$$R_1 = \frac{1}{r+1} = 1 - u_0.$$

Tous les cercles de cette première famille, donc tous les points correspondant à une valeur quelconque de r, se situent à l'intérieur du cercle de centre O et de rayon 1 correspondant à $r = 0$.

— La seconde équation (67) représente des cercles tels que (2), qui passent tous également par le point M, dont le centre est sur la verticale Δ passant par ce point, à une hauteur :

$$v_0 = \frac{1}{x}$$

et qui ont pour rayon :

$$R_2 = \frac{1}{|x|}.$$

Comme tous les points expérimentaux sont situés à l'intérieur du cercle de centre O et de rayon 1, les parties utiles des cercles de la seconde famille se trouvent limitées aux arcs intérieurs à ce cercle.

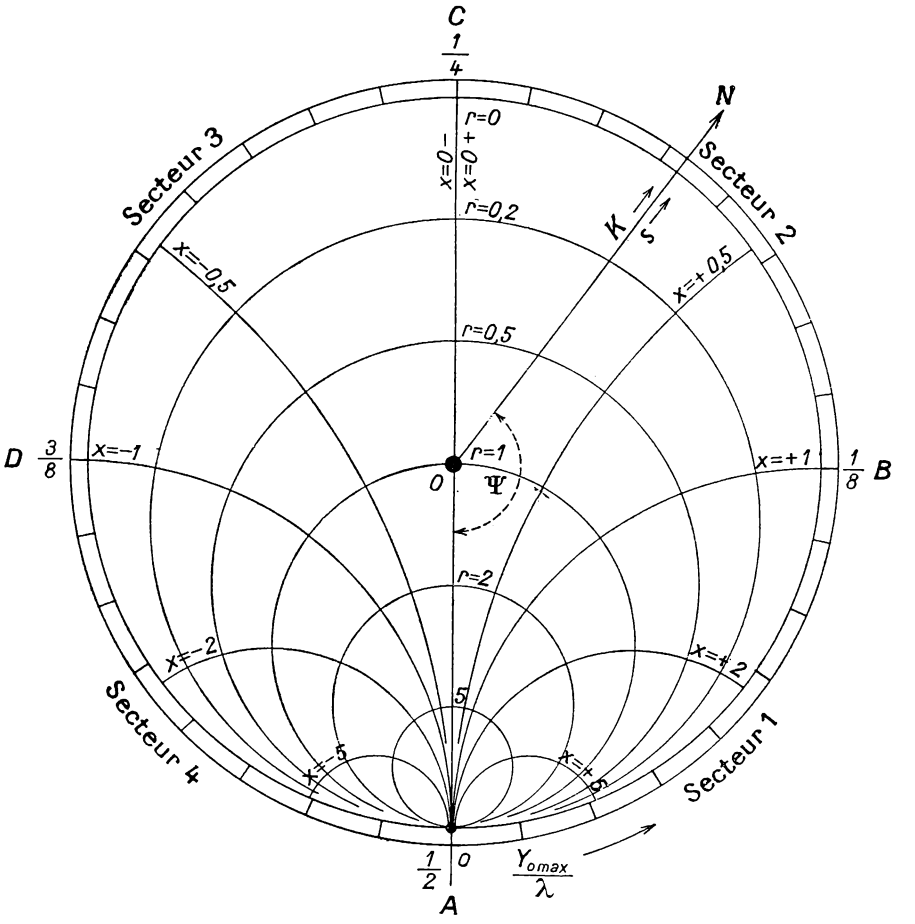


FIG. VIII-13.

— En définitive, l'ensemble du diagramme est *entièrement contenu dans le le cercle de centre O et de rayon* 1 et se présente comme l'indique la figure *VIII-13*

— Pour terminer l'abaque, il suffit de superposer à ce diagramme en r et x le diagramme en K et ψ composé essentiellement de cercles concentriques, de centre O et gradués en valeurs de K, et de rayons régulièrement répartis

gradués en valeur de l'angle ψ (fig. *VIII-12*). En pratique, cette superposition conduit à un diagramme difficile à lire et on préfère habituellement utiliser un curseur transparent portant un index de référence *ON* (fig. *VIII-13*) que l'on place sur le diagramme en r et x et que l'on fait tourner autour du centre *O*. L'index se déplace sur une échelle circulaire graduée en valeurs de ψ ou mieux

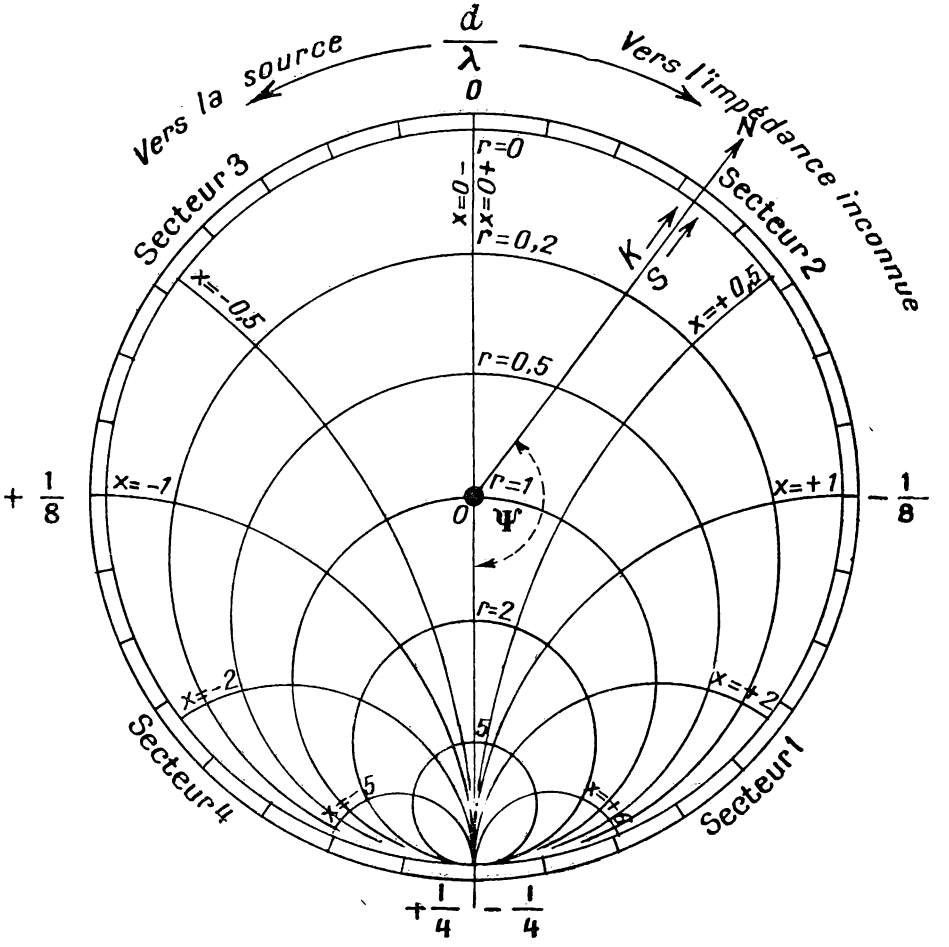


FIG. VIII-14.

de $\frac{y_{0\,max}}{\lambda} = \frac{\psi}{4\pi}$; en outre, il est gradué soit en fonction de K suivant une échelle linéaire de 0 à 1 du centre vers la périphérie, soit mieux en fonction de S lié à K par la relation :

$$S = \frac{1 + K}{1 - K}$$

et croissant de 1 à l'infini.

— Pour faire une lecture, on amène l'index sur la graduation périphérique correspondant à $\frac{y_{0\,max}}{\lambda}$ et on lit les valeurs de r et de x sur le diagramme, sous le point de l'index correspondant à la valeur de S.

— Dans le cas où l'on prend pour repère, non pas la position $y_{0\,max}$ du maximum, mais le déplacement d du minimum, lié à $y_{0\,max}$, par la relation :

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{y_{0\,max}}{\lambda} - \frac{1}{4}$$

le diagramme prend l'aspect de la figure *VIII-14* qui est la plus fréquemment utilisée.

Remarque. — Signalons, pour terminer, que le diagramme cartésien de la figure *VIII-11* peut être directement transformé en diagramme polaire par une simple inversion géométrique de centre $x = 0$, $r = -1$ et de rapport 2.

6° Utilisations pratiques.

— Dans les deux cas envisagés ci-dessus, c'est-à-dire : méthode de la résonance ou méthode de l'onde stationnaire, l'organe essentiel de l'appareillage est la ligne de mesure. Celle-ci peut se présenter sous deux aspects, soit : les fils de Lécher ou la ligne coaxiale.

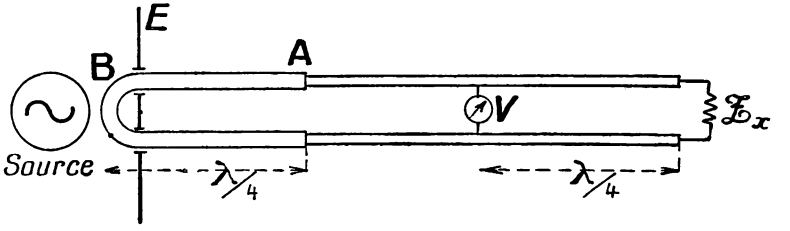


FIG. VIII-15.

— La *ligne de Lécher* est essentiellement constituée par deux fils cylindriques disposés parallèlement et tendus dans l'espace aussi loin que possible de tous objets avoisinants. Elle réalise un ensemble symétrique qui prend l'aspect de la figure *VIII-15*.

La source est couplée lâchement à l'une de ses extrémités par une boucle B, fermant la ligne en court-circuit et isolée par un écran E qui élimine les inductions directes parasites de la source sur la ligne elle-même. L'impédance inconnue $\mathcal{Z}_x$ est connectée à l'autre extrémité. Enfin, un indicateur de tension V, à entrée symétrique et à grande impédance, est connecté à une distance fixe de l'extrémité $\mathcal{Z}_x$, de l'ordre de $\lambda/4$.

Cette disposition permet de réaliser assez facilement la variation de longueur de la ligne en utilisant un système de tubes coulissants l'un dans l'autre. Il est facile également d'éliminer l'influence des résistances de contact en constituant l'élément coulissant par un tronçon rigide AB, de longueur fixe égale à $\lambda/4$, de telle sorte que les contacts se situent en un ventre de tension A, c'est-à-dire en un point de courant minimal.

Le déplacement relatif des deux parties rigides du montage, c'est-à-dire : d'une part la source et le tronçon AB, d'autre part la ligne, le voltmètre V et l'impédance à mesurer $\mathcal{Z}_x$, peut être obtenu en pratique en fixant l'une de ces parties sur un chariot mobile, roulant sur des rails de guidage en face d'une échelle graduée permettant de mesurer ses déplacements.

— La ligne de Lécher se prête donc bien à l'emploi de la méthode de la résonance. Par contre, elle présente l'inconvénient de constituer un ensemble rayonnant ; ses pertes sont alors relativement fortes et, ce qui est plus grave, influencées par les objets avoisinants, donc *a priori* instables et mal connues.

— Pour la même raison, il est difficile d'évaluer avec certitude la variation de la tension le long de la ligne en déplaçant le voltmètre V, donc d'utiliser la méthode de l'onde stationnaire.

— En définitive, la ligne de Lécher est utilisable pour des *mesures approchées* sur *des impédances symétriques* par la méthode de la *résonance*. Elle est mal adaptée à l'exécution de mesures précises, surtout dans le cas d'impédances à très faibles pertes.

— La *ligne coaxiale* est constituée en principe par un ensemble de deux conducteurs cylindriques concentriques. Elle réalise un dispositif essentiellement asymétrique du type coaxial utilisé pour tous les circuits à très haute fréquence. Sa liaison à la source est réalisable facilement par un câble coaxial connecté à l'une de ses extrémités. Elle est utilisable pour la mesure des *impédances asymétriques* ou *coaxiales* que l'on connecte à l'autre extrémité entre le conducteur central et la gaine extérieure constituant la masse.

Son principal avantage est d'avoir un rayonnement nul. De ce fait, elle est insensible aux effets perturbateurs provenant de la source ou des objets avoisinants et ses pertes peuvent être très faibles. Dans le cas usuel d'une ligne de mesure à air, ces dernières se réduisent aux pertes par effet Joule représentées par le facteur de pertes en série « p » qui est en général de l'ordre de 10^{-3}.

Sa forme coaxiale rend difficile, en pratique, la réalisation de contacts glissants (dont la résistance est d'autant plus gênante que les pertes de la ligne sont plus faibles) donc l'emploi de la méthode de la résonance. Par contre elle se prête aisément à la mise en œuvre de la méthode de l'onde stationnaire. On réalise dans ce but des lignes de mesure, dites *lignes-à-fente*, c'est-à-dire des lignes coaxiales comportant dans le cylindre extérieur une fente longitudinale très mince, ou des systèmes équivalents du *type plan-cylindre* comportant un conducteur central cylindrique placé entre deux armatures planes parallèles. Si la fente est assez mince, elle n'amène pratiquement aucune modification au régime électrique de la ligne, mais elle permet d'introduire dans l'espace interne, occupé par le champ électrique, une petite antenne contrôlant ce champ, donc la tension entre les deux conducteurs le long de la ligne. Le dispositif voltmétrique est alors constitué par un chariot, roulant sur l'armature extérieure de la ligne, et portant une sonde qui pénètre dans la fente et attaque d'autre part un détecteur sensible, le plus souvent du type à cristal. La longueur de la sonde est réglable et on ajuste sa pénétration dans la ligne à la valeur la plus faible permise par la sensibilité du détecteur de façon à provoquer le minimum de perturbation possible dans le régime de la ligne. Dans ces conditions, la détection est pratiquement quadratique et l'indicateur, commandé par le détecteur, fournit des indications proportionnelles au carré de la tension entre les deux conducteurs de la ligne au point où se trouve la sonde.

— En définitive, la ligne coaxiale, sous la forme de ligne-à-fente, jouit des propriétés exactement inverses de celles de la ligne de Lécher. Elle permet des *mesures de précision* sur des *impédances asymétriques* par la *méthode de l'onde stationnaire*.

— En *conclusion*, pour des mesures soignées, la méthode la plus facile à utiliser en pratique est celle de l'onde stationnaire dans une ligne à fente. C'est aussi la plus souple, du fait qu'elle comporte trois variantes qui permettent d'adapter

au mieux le mode opératoire en fonction des caractéristiques de l'impédance à mesurer.

Les trois cas à envisager sont les suivants :

a) *Impédances à grandes pertes*, correspondant à un facteur d'onde stationnaire *inférieur à 3*. Dans ce cas, on peut facilement mesurer directement le rapport $S = \frac{U_{max}}{U_{min}}$ et en déduire les composantes de l'impédance inconnue par lecture directe sur le diagramme de Smith.

b) *Impédances à faibles pertes*, correspondant à un facteur d'onde stationnaire *compris entre 3 et 10*. Dans ce cas, on ne peut plus mesurer directement le rapport $\frac{U_{max}}{U_{min}}$, mais on peut l'évaluer à partir d'une mesure d'acuité de la pointe de tension minimale. D'autre part, avec une bonne ligne de mesure, les pertes de la ligne restent assez faibles pour qu'on puisse les négliger. Connaissant S, on peut donc en déduire les éléments de l'impédance inconnue par lecture directe sur le diagramme de Smith, comme en « *a* ».

c) *Impédances à très faibles pertes*, correspondant à un facteur d'ond stationnaire *supérieur à 10*. Dans ce cas, on ne peut plus négliger les pertes de la ligne et il faut appuyer la discussion sur la formule générale (44). Mais toutes les approximations signalées plus haut sont applicables et cette formule prend la forme simple (63). On peut alors effectuer toutes les mesures en opérant sur la pointe correspondant au premier minimum de tension dans les mêmes conditions que pour une mesure sur une pointe de résonance. La technique opératoire est alors la même que pour une mesure par la méthode de la résonance. Elle présente sur cette dernière l'avantage que, les pertes de la source n'intervenant pas, la mesure peut être plus précise. Par contre, elle a l'inconvénient de mettre en œuvre un minimum de tension, ce qui oblige à utiliser une source puissante pour que ce minimum soit mesurable par le dispositif voltmétrique. A défaut, on peut utiliser une source modulée et augmenter la sensibilité du voltmètre en faisant suivre le détecteur d'un amplificateur à basse fréquence, à condition, bien entendu, que la modulation de la source ne produise pratiquement aucune modulation de fréquence (scintillation).

G. — MESURES DIVERSES EN TRES HAUTE FRÉQUENCE

1° Mesures des caractéristiques d'une ligne.

Principes. — En principe, le problème se pose comme dans le cas des fréquences inférieures et les modes opératoires, décrits au chapitre VI, § B, restent applicables à condition d'utiliser une ligne de mesure pour déterminer les valeurs de l'impédance d'entrée de la ligne.

En pratique, ces modes opératoires deviennent de plus en plus délicats à utiliser à mesure que la fréquence s'élève, même dans le cas de la méthode usuelle simplifiée exposée au chapitre VI.

Il est alors préférable d'employer le mode opératoire suivant, moins rigoureux mais de mise en œuvre plus simple.

— La ligne à étudier est préparée sous forme d'un tronçon de *grande longueur par rapport à la longueur d'onde* correspondant à la fréquence de mesure, de façon à réaliser un régime d'onde stationnaire comportant un grand nombre de périodes et à accentuer les effets de l'affaiblissement.

Elle est laissée à circuit ouvert ou mise en court-circuit à l'une de ses extrémités et alimentée à l'autre extrémité par une source dont l'impédance est en principe égale à l'impédance caractéristique de la ligne, ou à défaut du même ordre de grandeur de façon à supprimer la réflexion de l'onde de retour sur la source.

— Enfin, un voltmètre V, couplé à l'entrée de la ligne, fournit un repère proportionnel à la tension en ce point (fig. *VIII-16*). Pratiquement, il convient que ce voltmètre ait une impédance très grande pour ne pas perturber le régime électrique de la ligne. Par exemple, dans le cas d'une ligne coaxiale, on peut le constituer par une très petite antenne, dont l'extrémité est placée à proximité immédiate du conducteur central, mais sans contact, au point où celui-ci pénètre dans le câble, et qui est reliée d'autre part à l'entrée d'un amplificateur suivi d'un indicateur de niveau de sortie.

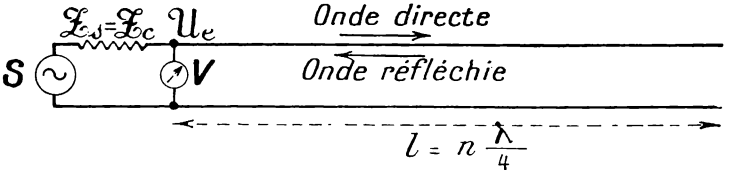


FIG. VIII-16.

Dans ces conditions, le régime électrique de la ligne résulte de la superposition de deux ondes progressives se propageant en sens opposés, à savoir : d'une part l'onde directe allant de la source vers l'extrémité libre, d'autre part l'onde de retour due à la réflexion de l'onde directe sur l'extrémité libre.

Si l'on fait varier la fréquence de la source, la tension U_e, indiquée par le voltmètre V, passe alternativement par des maximums, lorsque les deux ondes sont en phase, et des minimums, lorsque ces deux ondes sont en opposition de phase à l'entrée de la ligne.

— La mesure consiste essentiellement à faire varier la fréquence de la source et à repérer la fréquence et la tension U_e correspondant à deux maximums ou deux minimums voisins, ou à un maximum et un minimum voisins, suivant les cas.

Pour chacun des points de mesure ainsi repérés, la longueur d'onde λ sur la ligne, correspondant à la fréquence f repérée, est liée à la longueur de la ligne par la relation :

$$l = n\frac{\lambda}{4}$$

où n est un nombre entier pair ou impair suivant qu'il s'agit d'une ligne ouverte ou en court-circuit et d'un maximum ou d'un minimum.

Mesure de la vitesse de propagation. — L'impédance de la source étant ajustée à une valeur voisine de l'impédance caractéristique présumée de la ligne, on repère, comme il vient d'être dit, deux fréquences f_1 et f_2 ($f_2 > f_1$) relatives à deux maximums ou deux minimums consécutifs et telles que les longueurs d'ondes correspondantes λ_1 et λ_2 satisfassent les relations :

$$l = n\frac{\lambda_1}{4}$$

$$l = (n+2)\frac{\lambda_2}{4}.$$

On en déduit :

$$\frac{2}{n} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} - 1 = \frac{f_2 - f_1}{f_1}$$

d'où finalement :

$$\lambda_1 = 2l\frac{f_2 - f_1}{f_1}$$

soit :

$$\boxed{V = \lambda_1 f_1 = 2l(f_2 - f_1)}.$$

Dans le cas où l'on opère sur un câble dans lequel on connaît l'ordre de grandeur de la vitesse de propagation et dont la longueur l est assez faible pour qu'on puisse déterminer *avec certitude* le nombre entier n de quarts d'onde en cause, la mesure se simplifie. Il suffit en effet de mesurer la fréquence f correspondant exactement à une résonance ou à une antirésonance. On en déduit directement : $V = \frac{4l}{n}f$.

Mesure de l'impédance caractéristique. — En appliquant le principe de mesure simplifié décrit au chapitre VI, § B, 3°, p. 390, on mesure *en basse fréquence* la capacité unitaire $C_0 = \frac{C}{l}$ de la ligne et on en déduit la résistance caractéristique par la relation :

$$\boxed{R_c = \frac{1}{C_0 V}}.$$

Mesure de l'affaiblissement. — L'impédance caractéristique de la ligne étant connue, on ajuste l'impédance de la source à égalité avec cette valeur de façon à supprimer toute réflexion sur la source. Dans ces conditions, la tension U_e à l'entrée de la ligne résulte de la superposition de deux ondes progressives pures, qui se propagent le long de la ligne avec affaiblissement.

D'autre part, à l'extrémité libre qui est, par principe, à circuit ouvert ou en court-circuit, la réflexion s'effectue sans affaiblissement ($K = 1$).

Dès lors, en désignant par U_0 l'amplitude de l'onde directe à l'entrée de la ligne, l'amplitude de l'onde de retour, également à l'entrée de la ligne, a pour amplitude dans tous les cas $U = U_0 e^{-2\alpha l}$, où α est le coefficient d'affaiblissement de la ligne pour la fréquence de travail.

La tension indiquée par le voltmètre est maximale pour toutes fréquences f_1 telles que les deux ondes soient en phase et a pour valeur :

$$U_{max} = U_0(1 + e^{-2\alpha_1 l}).$$

De même, la tension est minimale pour toutes fréquences f_2 telles que les deux ondes soient en opposition et a pour valeur :

$$U_{min} = U_0(1 - e^{-2\alpha_2 l}).$$

— D'où la méthode de mesure suivante :

En opérant comme ci-dessus, on repère les fréquences f_1 et f_2 d'un *maximum* et d'un *minimum consécutifs* et on mesure les valeurs correspondantes U_{max} et U_{min} de la tension U.

En admettant que f_1 et f_2 soient assez voisins pour que, pratiquement, l'affai-

blissement de la ligne ait sensiblement même valeur pour les deux mesures ($\alpha_1 \approx \alpha_2 \approx \alpha$), on en déduit :

$$\frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{1 + e^{-2\alpha l}}{1 - e^{-2\alpha l}}$$

d'où finalement :

$$\boxed{\alpha l = \frac{1}{2} \ln \frac{U_{max} + U_{min}}{U_{max} - U_{min}} \text{ népers}}.$$

— D'autre part, les longueurs d'onde λ_1 et λ_2 ($\lambda_1 > \lambda_2$) correspondant aux fréquences f_1 et f_2 sont liées à la longueur de la ligne par des relations de la forme :

$$l = n \frac{\lambda_1}{4}$$

$$l = (n + 1) \frac{\lambda_2}{4}$$

d'où l'on déduit comme ci-dessus :

$$\frac{f_2 - f_1}{f_1} = \frac{\lambda_1}{4l}.$$

Il s'ensuit que l'approximation $\alpha_1 \approx \alpha_2$ est d'autant plus valable que le tronçon de ligne utilisé a une plus grande longueur par rapport à la longueur d'onde de mesure.

— Signalons enfin que l'on peut mesurer directement l'affaiblissement d'un tronçon de ligne en connectant ce tronçon à l'entrée d'une ligne de mesure, d'impédance d'entrée égale à l'impédance caractéristique de la ligne et en opérant comme il est indiqué ci-après pour la mesure d'un affaiblissement (§ G 3°).

Cas d'une ligne symétrique. — Tout ce qui précède est applicable, en principe, au cas d'une ligne symétrique, telle que les lignes bifilaires utilisées couramment comme feeder d'antenne. Mais, en pratique, la mesure peut être gravement perturbée par des effets parasites qu'il faut soigneusement éliminer.

En particulier :

1° Le plus souvent, les lignes bifilaires ne sont pas blindées et rayonnent. Pour que les mesures aient un sens, il convient donc de développer le tronçon de ligne étudié en le tendant dans l'espace, sur des supports isolants, loin de tous objets métalliques susceptibles de réagir sur ses caractéristiques.

2° Il est indispensable que le régime électrique de la ligne soit exclusivement limité au régime symétrique utile et entièrement dépourvu de tout régime asymétrique parasite. Dans ce but il importe que la source S, connectée à l'entrée de la ligne, soit parfaitement symétrique. On peut obtenir simplement ce résultat en utilisant une source assez puissante agissant par induction, à *couplage lâche*, sur une boucle résistante ($\mathfrak{Z}_s = R_c$), sans liaison avec la masse et connectée à l'entrée de la ligne.

3° Il convient également d'éliminer avec soin tous couplages directs parasites de la source avec la ligne elle-même, donc d'éloigner le plus possible la source de la ligne et de disposer des blindages appropriés.

— Notons enfin que, dans le cas d'une ligne bifilaire non blindée, on peut mesurer directement la longueur d'onde sur la ligne en opérant à fréquence fixe comme pour la mesure des fréquences sur une ligne de Lécher (chap. VIII, § H 1°, p. 530).

Remarque. — Dans ce qui précède, nous avons admis que le régime électrique de la ligne était contrôlé à l'aide d'un voltmètre V mesurant la tension U_e à l'entrée de la ligne. Mais la discussion pourrait être reprise sans changement en raisonnant sur le courant $\mathfrak{I}_e$ débité par la source à l'entrée de la ligne.

Il s'ensuit que les modes opératoires décrits ci-dessus restent applicables en disposant à l'entrée de la ligne, à la place du voltmètre V, un dispositif ampèremétrique quelconque, par exemple un thermocouple ou une petite boucle couplée inductivement à la ligne et reliée à un détecteur quelconque.

2° Mesure d'un coefficient de réflexion.

Le problème se pose lorsqu'il s'agit de vérifier la bonne adaptation du circuit d'entrée d'un appareil destiné à être alimenté par une ligne d'impédance caractéristique donnée.

En principe, il se ramène à la mesure de l'impédance d'entrée de l'appareil, par l'un des procédés indiqués ci-dessus, et au calcul des composantes K et ψ du coefficient de réflexion à partir de la relation de définition (49).

Pour simplifier le calcul, il convient d'opérer avec une ligne de mesure, du type à fente, d'impédance caractéristique égale à celle de la ligne pour laquelle est prévu l'appareil étudié. Dans ce cas, les deux composantes du coefficient de réflexion se déduisent simplement des relations (55) à partir d'une mesure du facteur d'onde stationnaire et de la position du premier maximum.

— En pratique, le plus souvent, on se contente d'une mesure approchée du module K du coefficient de réflexion. C'est le cas, par exemple lorsqu'on veut contrôler la bonne adaptation du circuit d'entrée d'un récepteur ou la bonne qualité d'un raccord de ligne. On peut alors opérer simplement par la méthode indiquée plus haut pour la mesure de l'affaiblissement d'une ligne.

Un tronçon de ligne, d'impédance caractéristique égale à l'impédance d'entrée nominale du récepteur et de *grande longueur* par rapport à la longueur d'onde correspondant à la fréquence de mesure, est connecté :

— d'une part au circuit d'entrée de l'appareil par les organes de liaison prévus par le constructeur,

— d'autre part à une source, d'impédance *égale à celle de la ligne.*

En outre, un voltmètre V est connecté à l'entrée de la ligne (du côté de la source).

— La mesure consiste à faire varier la fréquence de la source, au voisinage de la fréquence nominale d'essai, et à repérer les valeurs U_{max} et U_{min} correspondant à un maximum et un minimum consécutifs de la tension U à l'entrée de la ligne.

— En raisonnant comme pour la mesure de l'affaiblissement d'une ligne, et en désignant par U_0 l'amplitude de l'onde directe à l'entrée de la ligne, on aboutit aux conclusions suivantes :

a) l'amplitude de l'onde directe à l'entrée du récepteur a pour valeur $U_0 e^{-\alpha l}$.

b) cette onde se réfléchit partiellement sur le circuit d'entrée du récepteur et donne naissance à une onde de retour d'amplitude $KU_0 e^{-\alpha l}$.

c) à l'entrée de la ligne, l'onde de retour a pour amplitude $KU_0 e^{-2\alpha l}$.

On en déduit, en admettant comme ci-dessus que le coefficient d'affaiblissement α de la ligne est sensiblement le même pour les deux fréquences correspondant à U_{max} et U_{min} :

$$U_{max} = U_0(1 + K e^{-2\alpha l})$$
$$U_{min} = U_0(1 - K e^{-2\alpha l})$$

d'où : (68) $$K e^{-2\alpha l} = \frac{U_{max} - U_{min}}{2 U_0}.$$

La mesure du module K du coefficient de réflexion peut alors s'effectuer, comme suit, en deux opérations :

1° Le récepteur étant connecté à l'extrémité de la ligne, on mesure les valeurs U_{max} et U_{min} satisfaisant la relation (68).

2° Le récepteur étant déconnecté et la ligne laissée à circuit ouvert ou mise en court-circuit ($K = 1$), on répète la mesure et on repère deux nouvelles valeurs U'_{max} et U'_{min} satisfaisant la relation

$$e^{-2\alpha l} = \frac{U'_{max} - U'_{min}}{2 U_0}.$$

On en déduit immédiatement :

$$\boxed{K = \frac{U_{max} - U_{min}}{U'_{max} - U'_{min}}}.$$

— Outre l'hypothèse que le coefficient α reste pratiquement le même pour les deux fréquences de mesure, ce mode opératoire suppose également que le coefficient de réflexion K, donc l'impédance d'entrée du récepteur, soient eux-mêmes sensiblement constants.

Ces deux hypothèses sont admissibles pour les applications courantes à condition que les deux fréquences de mesure soient assez voisines, donc que la longueur de la ligne soit, par principe, assez grande devant la longueur d'onde de travail.

— Pour les applications courantes, les mesures peuvent être simplifiées en utilisant une source hululée, c'est-à-dire modulée périodiquement en fréquence dans une petite gamme autour de la fréquence d'essai, et en observant la tension U sur un oscilloscope synchronisé sur la fréquence de modulation.

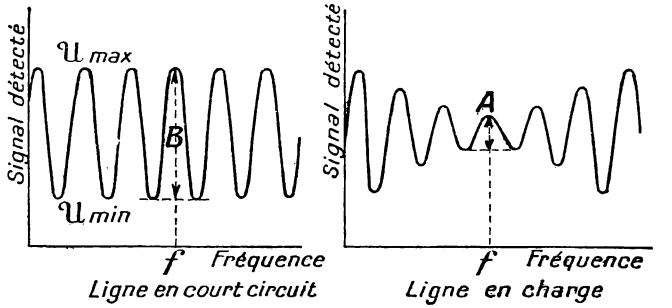


FIG. VIII-17.

Les figures observées sur l'oscilloscope affectent alors l'aspect de la figure *VIII-17* et on calcule K par la relation :

$$K = \frac{A}{B}.$$

— Lorsqu'on veut mesurer par cette méthode le coefficient de réflexion d'un raccord de ligne, par exemple d'un raccord coaxial, il est indispensable de fermer

ce raccord sur un tronçon de câble parfaitement adapté à son extrémité opposée. Faute de cette précaution il y a réflexion d'une part sur le raccord, d'autre part sur l'extrémité du câble et la mesure donne pour K une valeur apparente, résultant de la superposition des deux ondes de retour et variable avec la relation de phase entre ces deux ondes, donc avec la longueur du tronçon de ligne bouclant le raccord. En répétant la mesure pour diverses longueurs de ce tronçon, il est possible, en raisonnant comme ci-dessus, de mesurer séparément les valeurs des deux coefficients de réflexion.

3° Mesure des affaiblissements.

— Le problème se pose en pratique lorsqu'on veut étalonner ou vérifier un affaiblisseur, par exemple celui d'un générateur de signaux.

— Dans la gamme des très hautes fréquences, on dispose de deux types d'étalons d'affaiblissement, à savoir :

a) un étalon physique, constitué par la loi de variation du courant ou de la tension en fonction de la distance le long d'une ligne en régime d'onde stationnaire.

b) des étalons matériels, constitués par des dispositifs potentiométriques, de structure coaxiale, dont les caractéristiques sont pratiquement constantes dans une gamme de fréquence très étendue.

— On peut alors utiliser deux modes opératoires.

Comparaison avec une onde stationnaire. — La source, en série avec l'affaiblisseur à étalonner, est connectée à l'entrée d'une ligne de mesure, du type à fente, mise en court-circuit franc à l'autre extrémité.

La loi de variation de la tension le long de la ligne, en fonction de la distance y à l'extrémité en court-circuit, est donnée par la relation (44). Dans le cas où les pertes de la ligne sont très faibles, elle est pratiquement de la forme :

$$U = U_{\max} \, |\sin \beta y|$$

sauf au voisinage immédiat d'un minimum de tension.

La mesure se conduit alors comme suit :

a) On place l'affaiblisseur à étalonner sur sa position correspondant à l'affaiblissement maximal (affaiblisseur en circuit) et la sonde voltmétrique de la ligne sur la position d'abscisse $y_0 = \frac{\lambda}{4}$ correspondant au premier maximum.

Pour déterminer cette position avec précision, on peut repérer la position du premier minimum et en déduire celle du maximum par un glissement de $\lambda/4$.

b) On ajuste le niveau de la source de façon à amener l'indicateur du voltmètre sur un repère θ.

c) On renforce le signal à l'entrée de la ligne en plaçant l'affaiblisseur à étalonner sur sa position d'affaiblissement minimal (affaiblisseur hors circuit) et on déplace la sonde voltmétrique (sans modifier sa longueur) de façon à ramener l'indicateur sur son repère θ.

L'abscisse y correspondant représente alors une tension de valeur :

$$U = U_{\max} \sin \beta y$$

et l'affaiblissement à mesurer a pour valeur :

$$\frac{U}{U_{\max}} = \sin \beta y = \cos\left(2\pi \frac{d}{\lambda}\right)$$

en désignant par d le déplacement de la sonde entre les deux opérations :

$$d = |y_0 - y|.$$

— En général, l'affaiblissement d'un affaiblisseur est influencé par la valeur de l'impédance connectée sur sa douille de sortie. Il faut donc prendre des précautions pour réaliser une adaptation correcte. Comme l'impédance d'entrée de la ligne est quelconque *a priori*, il est prudent d'intercaler, entre la sortie de l'affaiblisseur à étalonner et l'entrée de la ligne, un affaiblisseur de découplage dont l'impédance d'entrée réalise l'adaptation requise.

— Ce mode opératoire est suffisamment précis et facile à utiliser pour les affaiblissements ne dépassant pas une dizaine de décibels. Pour des affaiblissements supérieurs, il devient incertain en raison des difficultés de réglage de la sonde et de l'influence perturbatrice des pertes de la ligne et du court-circuit terminal, qui vont en croissant à mesure qu'on s'approche du minimum de tension. Le maximum que l'on puisse atteindre avec les équipements usuels est de l'ordre de 20 dB

Comparaison avec un affaiblisseur étalon. — Les affaiblisseurs utilisables comme étalons sont constitués par des tronçons de ligne coaxiale contenant des éléments potentiométriques à résistances en T ou en π. Ces éléments sont systématiquement réalisés sous forme coaxiale de façon que les caractéristiques de l'ensemble (impédance d'entrée et affaiblissement) soient pratiquement indépendantes de la fréquence dans une gamme très étendue pouvant aller jusqu'à plusieurs milliers de mégahertz. Dans ces conditions, les affaiblisseurs de ce type peuvent être étalonnés en courant continu ou en basse fréquence et utilisés comme étalons en très haute fréquence. Ceux dont l'affaiblissement ne dépasse pas 20 dB peuvent en outre être contrôlés en très haute fréquence par comparaison avec une onde stationnaire comme indiquée ci-dessus.

— Il existe des appareils de ce type comportant des éléments interchangeables dont les affaiblissements s'échelonnent de 1 en 1 dB ou de 10 en 10 dB. Ils peuvent se connecter en série et, par leur combinaison, on peut réaliser un affaiblissement global quelconque.

— Il existe également des affaiblisseurs étalons du type à piston (chap. I, § F 1°, p. 119) réalisant une variation continue d'affaiblissement directement étalonnée en dB.

— Pour effectuer la comparaison et la mesure d'un affaiblisseur inconnu, on réalise une chaîne expérimentale comprenant en série :

— Une source comportant de préférence un affaiblisseur progressif, de quelquelques décibels, préalablement étalonné par comparaison avec une onde stationnaire.

— Un affaiblisseur de découplage,

— L'affaiblisseur à étalonner.

— Un affaiblisseur de découplage.

— L'affaiblisseur étalon.

— Un affaiblisseur de découplage.

— Un détecteur sensible, constitué par exemple par un récepteur suivi d'un indicateur de sortie.

Les affaiblisseurs de découplage sont choisis dans chaque cas de façon à réaliser les adaptations nécessaires.

La mesure comporte alors les opérations suivantes :

a) L'affaiblisseur étalon étant sur un repère correspondant à un faible affaiblissement, on ajuste le niveau de la source et la sensibilité du détecteur de façon à amener l'indicateur sur un repère θ.

b) On met hors circuit l'affaiblisseur inconnu et on ajuste l'affaiblissement de l'étalon de façon à ramener l'indicateur sur son repère θ, en interpolant, si besoin, entre les valeurs fixes de l'étalon à l'aide de l'affaiblisseur progressif de la source. La variation de l'affaiblisseur étalon mesure la valeur de l'affaiblissement à étalonner. Si la source ne comporte pas d'affaiblisseur progressif, on peut interpoler entre deux valeurs de l'affaiblisseur étalon par un étalonnage préalable des déviations de l'indicateur.

— Dans le cas où l'affaiblisseur inconnu et l'affaiblisseur étalon ont même impédance caractéristique, on peut simplifier le montage en opérant par substitution, c'est-à-dire en connectant l'étalon dans la chaîne à la place de l'inconnu.

— Ce mode opératoire permet de mesurer des affaiblissements quelconques, atteignant une centaine de décibels, sous réserve que tous les éléments des circuits utilisés soient du type coaxial, soigneusement blindé, et que toutes précautions soient prises pour qu'il n'y ait aucune action directe de la source sur le récepteur.

4° Mesures sur les diélectriques.

Introduction. — En principe, le problème de la mesure des caractéristiques des diélectriques en très haute fréquence ne diffère pas essentiellement du problème analogue traité au chapitre VI pour les mesures en haute fréquence. On pourrait donc envisager d'utiliser une méthode de mesure par résonance calquée sur le mode opératoire décrit au chapitre VI, § A 1°, p. 372 et 376, par exemple ne fixant la cellule de mesure contenant le diélectrique à l'extrémité d'une ligne de Lécher coulissante (fig. *VIII-18*) :

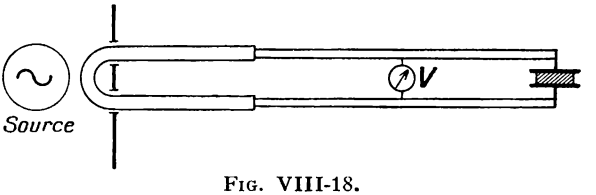


FIG. VIII-18.

En fait, cette solution est inapplicable en très haute fréquence pour des mesures précises en raison des causes d'erreur grave qu'elle comporte. En particulier :

a) La ligne de mesure rayonne ; par suite son amortissement est important et mal défini.

b) Les éléments parasites de la cellule de mesure, inductance des connexions, capacités du montage, deviennent prohibitifs.

c) Indépendamment des causes de perturbation inhérentes aux difficultés d'emploi des ondes très courtes, la mesure des caractéristiques des diélectriques par la méthode que nous venons de décrire et qui n'est que le prolongement direct de la technique utilisée en ondes longues, se heurte à une difficulté de principe susceptible d'introduire des erreurs considérables.

La lame diélectrique à étudier est supposée placée entre deux plateaux parallèles circulaires (fig. *VIII-19*) reliés aux extrémités de la ligne de mesures par des conducteurs *ab-cd* connectés aux centres des plateaux.

Pour que, dans ces conditions, le dispositif se comporte effectivement comme un condensateur plan dont la capacité puisse être calculée par la formule de Kirchhoff, il faut que le rayon r des plateaux reste très inférieur au quart de la longueur d'onde correspondant à la fréquence employée et comptée dans le diélectrique, faute de quoi les phénomènes de propagation interviennent et la capacité apparente peut être très différente de la valeur que fournit une formule statique.

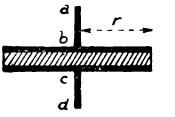


FIG. VIII-19.

Or, pour une onde de fréquence donnée, dont la longueur d'onde dans le vide est λ_0, la longueur d'onde dans un diélectrique de permittivité ε a pour valeur :

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon}}.$$

Pour une onde de 1 m ($f = 300$ MHz) et un diélectrique de permittivité relative $\varepsilon = 80$, on aurait : $\lambda = 11{,}2$ cm. Pour avoir une valeur de C admissible, il faudrait utiliser un condensateur dont le rayon reste de l'ordre du millimètre, c'est-à-dire pratiquement irréalisable et de valeur très faible, difficile à mesurer. Si l'on opère sur des condensateurs de dimensions supérieures, les erreurs peuvent atteindre des valeurs considérables ; il s'ensuit que les résultats de mesures publiés par des auteurs qui utilisent cette méthode doivent être considérés *a priori* comme sujets à caution.

Emploi d'une ligne à fente. — Pour éliminer une grande partie des inconvénients de la ligne de Lécher, il faut, comme dans le cas des mesures d'impédances, remplacer cette ligne par un dispositif équivalent mais à structure coaxiale pour supprimer le rayonnement.

Pour les raisons signalées à propos des mesures d'impédances, également, il est plus commode en pratique de remplacer la ligne coulissante par une ligne à fente, c'est-à-dire la méthode de la résonance par celle de l'onde stationnaire.

— Une solution dans ce sens est représentée par la figure *VIII-20*.

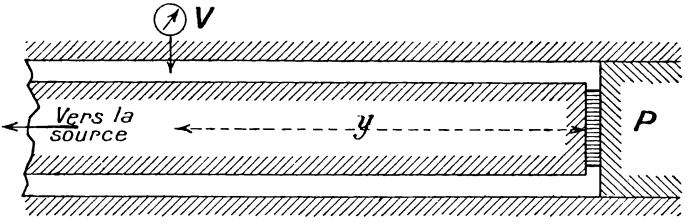


FIG. VIII-20.

— La ligne de mesure est constituée par une ligne coaxiale à fente de gros diamètre, sur laquelle se déplace une sonde voltmétrique V.

— L'échantillon diélectrique à étudier est préparé sous forme d'une rondelle plane, de quelques millimètres d'épaisseur, disposée à plat et *sans lames d'air* entre l'extrémité de l'armature intérieure de la ligne et un *piston mobile P* fermant l'armature extérieure. Son diamètre est un peu plus faible que celui de

l'armature intérieure de façon à réaliser un anneau de garde et à placer le diélectrique étudié dans une région de champ uniforme.

— Pour aboutir à des équations relativement simples et facilement utilisables en pratique, on est conduit à choisir les diamètres des armatures de la ligne de façon à satisfaire le mieux possible aux deux conditions suivantes :

a) Impédance caractéristique de la ligne faible par rapport à l'impédance du condensateur constitué par l'échantillon diélectrique, par exemple de l'ordre du dizième.

b) Facteur de pertes de la ligne faible par rapport à celui du diélectrique à mesurer.

Ces deux conditions conduisent à adopter des armatures de diamètres voisins et importants, disposition qui a en outre l'avantage de minimiser les perturbations provenant de la couronne de raccordement, sur le piston P, entre l'armature extérieure et la cellule de mesure centrale.

— Dans ces conditions, l'impédance de charge, constituée par l'échantillon diélectrique et connectée à l'extrémité de la ligne, se présente en première approximation sous l'aspect schématique de la figure *VIII-21*, en désignant par :

$C = \varepsilon C_0$ — la capacité du condensateur central limité à l'échantillon,

$C_0 = \dfrac{S}{4\pi e}$ — la capacité de ce condensateur sans diélectrique,

ε — la permittivité de l'échantillon,

R — la résistance équivalente aux pertes diélectriques de l'échantillon,

γ — la capacité de l'anneau de garde,

R_0 — la résistance équivalente à l'ensemble des pertes par effet Joule dans l'anneau de garde et les armatures et *qui varie avec la valeur de C.*

— *Dans les limites où les conditions ci-dessus sont satisfaites,* l'admittance réduite de l'impédance peut s'exprimer sous la forme :

$$g + \mathrm{j}\,b = \mathrm{th}(\rho + \mathrm{j}\,\theta)$$

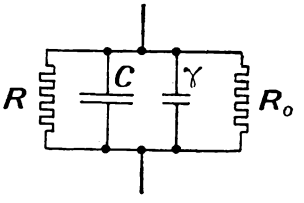


FIG. VIII-21.

avec, en première approximation :

$$\left|\begin{array}{l} \rho \approx g \approx R_c\left(\dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{R_0}\right) \\ \theta \approx b \approx R_c(C + \gamma)\omega. \end{array}\right.$$

— Cela étant, la tension repérée par le voltmètre V est de la forme (p. 492) :

$$U = E\sqrt{\mathrm{sh}^2(\alpha y + g) + \cos^2(\beta y + b)}.$$

Le premier minimum de tension se produit pour l'abscisse y_0 tel que :

$$\beta y_0 + b = \frac{\pi}{2}$$

et, pour un petit déréglage Δy de la sonde à partir de y_0, la tension a pratiquement pour expression :

$$U = E\sqrt{(\alpha y_0 + g)^2 + (\beta\,\Delta y)^2}$$

elle augmente de 3 dB par rapport au minimum pour un déréglage Δy tel que :

$$\alpha y_0 + g = \beta |\Delta y|.$$

— Le mode opératoire, calqué sur celui qui a été décrit au chapitre VI, § *A* 1°, p. 377, pour les mesures en haute fréquence sur les diélectriques à très faibles pertes, est alors le suivant :

1° L'*échantillon diélectrique étant en place*, on repère l'abscisse y_1 du premier minimum tel que :

$$\beta y_1 + b_1 = \frac{\pi}{2}$$

et on mesure le déréglage Δy_1 de la sonde correspondant à une augmentation de tension égale à 3 dB, tel que :

$$\alpha y_1 + g_1 = \beta |\Delta y_1|$$

avec :

$$\begin{cases} b_1 = R_c(C + \gamma)\omega \\ g_1 = R_c\left(\dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{R_0}\right). \end{cases}$$

2° On retire la lame diélectrique, *sans modifier la position du piston P*, et on repère l'abscisse y_2 du premier minimum tel que :

$$\beta y_2 + b_2 = \frac{\pi}{2}$$

avec :

$$b_2 = R_c(C_0 + \gamma)\omega.$$

3° On replace la sonde à la distance y_1 correspondant à la première opération et on ajuste la position du piston P de façon à ramener au minimum la tension U. A ce moment, la capacité totale de la charge terminale reprend la même valeur qu'en 1° ainsi que les pertes parasites du montage αy et R_0.

On mesure alors le déréglage Δy_3 correspondant à une augmentation de 3 dB de la tension, tel que :

$$\alpha y_1 + g_3 = \beta |\Delta y_3|$$

avec :

$$g_3 = \frac{R_c}{R_0}.$$

— En remarquant que $\beta = \dfrac{2\pi}{\lambda}$, où λ est la longueur d'onde correspondant à la fréquence de mesure dans la ligne coaxiale, c'est-à-dire dans l'air, on déduit finalement de ces relations, par différences :

a) $$\beta(y_2 - y_1) = b_1 - b_2 = R_c(C - C_0)\omega$$

soit : **(69)** $$\beta d = R_c C_0 \omega(\varepsilon - 1)$$

d'où :

$$\boxed{\varepsilon = 1 + \frac{2\pi}{R_c C_0 \omega} \cdot \frac{d}{\lambda} = 1 + \frac{d}{R_c C_0 V}}$$

en désignant par V la vitesse de la lumière et par d le déplacement de la sonde entre les opérations 1° et 2°, soit :

$$\boxed{d = y_2 - y_1}.$$

b) $$\rho\left[|\Delta y_1| - |\Delta y_3|\right] = g_1 - g_3 = \frac{R_c}{R}$$

d'où, en divisant membres à membres avec (69) :

$$\frac{|\Delta y_1| - |\Delta y_3|}{d} = \frac{1}{R C_0 \omega (\varepsilon - 1)}$$

soit, finalement :

$$\boxed{\operatorname{tg}\delta = \frac{1}{R\varepsilon C_0 \omega} = \left(1 - \frac{1}{\varepsilon}\right)\frac{|\Delta y_1| - |\Delta y_3|}{d}}$$

Limite d'emploi. — La solution qui précède n'est valable que dans les limites où les conditions admises ci-dessus sont satisfaites et où le rayon de l'éprouvette reste faible devant la longueur d'onde dans le diélectrique pour la fréquence de travail.

Elle ne s'applique donc facilement que dans le cas d'un *diélectrique de faible permittivité* et *de pertes relativement importantes* et seulement pour des *fréquences assez faibles.*

— Dans le cas contraire, il faudrait mettre en œuvre dans la discussion les formules complètes et la méthode devient rapidement malaisée. Il vaut mieux alors utiliser une solution entièrement coaxiale du type étudié ci-après.

Éprouvette coaxiale. — On peut éliminer les défauts de la méthode précédente en utilisant une éprouvette de structure coaxiale de façon à expliciter son action sans approximations abusives à l'aide des formules habituelles des lignes.

— La ligne de mesure est encore une ligne coaxiale à fente, terminée du côté opposé à la source par un tronçon non fendu AC de *mêmes diamètres* que la ligne (fig. *VIII-22*).

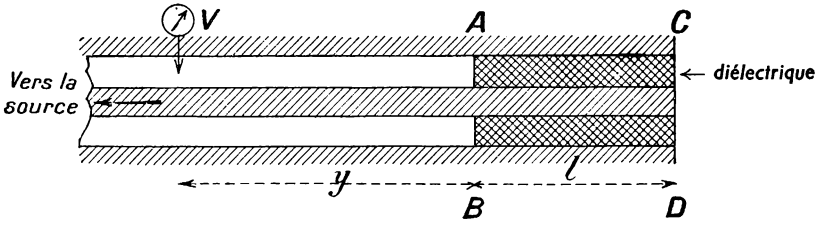


FIG. VIII-22.

L'échantillon diélectrique à mesurer est préparé sous forme d'un tube coaxial, de mêmes diamètres que la ligne, et introduit *sans jeux* dans le tronçon terminal non fendu de la ligne.

Les diamètres de la ligne sont choisis de façon que son facteur de pertes par effet Joule « p » soit aussi faible que possible. Cette condition conduit à utiliser des diamètres dans le rapport égal à 3,6 et aussi grands que possible.

L'ensemble se comporte comme l'assemblage d'une ligne de mesure à diélectrique d'air, chargée à son extrémité AB opposée à la source par l'impédance d'un tronçon de ligne de mêmes caractéristiques mais avec diélectrique.

— Dans la ligne à air, les pertes se réduisent aux pertes par effet Joule représentées par le facteur de pertes « p ».

Son impédance caractéristique est de la forme :

$$\mathfrak{Z}_c = R_c\left(1 - \mathrm{j}\,\frac{p}{2}\right).$$

— Dans le tronçon avec diélectrique, les pertes comprennent :

a) les pertes par effet Joule représentées par le même facteur de pertes « p » que pour la ligne à air, si le diélectrique n'est pas magnétique.

b) les pertes dans le diélectrique, représentées par un facteur de pertes « q » égal au facteur de pertes du diélectrique à mesurer.

Comme ses dimensions radiales sont les mêmes que celles de la ligne à air, son impédance caractéristique est de la forme

$$\mathfrak{Z}'_c = \frac{R_c}{\sqrt{\varepsilon}}\left(1 - \mathrm{j}\,\frac{p-q}{2}\right).$$

— Pour les deux lignes, les facteurs de pertes p et q sont, par définition, très petits devant l'unité.

— Enfin, en principe, l'extrémité terminale CD du tronçon diélectrique est laissée à circuit ouvert. Cette condition impose certaines précautions sur lesquelles nous reviendrons plus loin et que nous supposerons remplies.

— Dans ces conditions, l'*admittance réduite* du tronçon avec diélectrique, à l'extrémité AB de la ligne de mesure, a pour expressions :

$$\frac{1}{z_x} = \mathrm{th}\,(\rho + \mathrm{j}\,\theta) = \frac{\mathfrak{Z}_c}{\mathfrak{Z}'_c}\,\mathrm{th}\,(\alpha_x + \mathrm{j}\,\beta_x)\,l$$

avec

$$\begin{cases} \beta_x = \dfrac{2\pi}{\lambda_x} = \sqrt{\varepsilon}\,\dfrac{2\pi}{\lambda} = \sqrt{\varepsilon}\,\beta \\ \alpha_x = \beta_x \dfrac{p+q}{2} \end{cases}$$

en désignant respectivement par λ_x et λ les longueurs d'onde de propagation dans le diélectrique inconnu et dans le vide à la fréquence de travail.

— En remplaçant $\mathfrak{Z}_c$ et $\mathfrak{Z}'_c$ par leurs valeurs et en développant les tangentes hyperboliques dans *l'hypothèse de pertes faibles* (chap. VI, § B 2°, relation 18, p. 384), la relation ci-dessus devient, tous calculs faits :

$$\left[\frac{2\rho}{\sin 2\theta} + \mathrm{j}\right] \cdot \mathrm{tg}\,\theta = \sqrt{\varepsilon}\,[P + \mathrm{j}]\,\mathrm{tg}\,\beta_x l$$

avec :

$$P = \frac{p}{2}\,\frac{2\beta_x l}{\sin 2\beta_x l} + \frac{q}{2}\left[1 + \frac{2\beta_x l}{\sin 2\beta_x l}\right]$$

d'où l'on déduit, comme relations de base des discussions :

(70)

$$\begin{cases} \sqrt{\varepsilon}\,\mathrm{tg}\,\beta_x l = \mathrm{tg}\,\theta \\ \dfrac{p}{2}\,\dfrac{2\beta_x l}{\sin 2\beta_x l} + \dfrac{q}{2}\left[1 + \dfrac{2\beta_x l}{\sin 2\beta_x l}\right] = \dfrac{2\rho}{\sin 2\theta}. \end{cases}$$

— Cela étant, on effectue, la mesure en deux opérations dans les conditions suivantes :

1° *L'échantillon diélectrique étant en place,* c'est-à-dire la ligne de mesure étant chargée sur une admittance de coordonnées circulaires ρ et θ, on place la sonde voltmétrique sur le premier minimum de tension, d'abscisse y_1 telle que :

$$\beta y_1 + \theta = \frac{\pi}{2} \tag{71}$$

et on mesure le déréglage $|\Delta y_1|$ de la sonde qui correspond à une augmentation de 3 dB de la tension, tel que :

$$\alpha y_1 + \rho = \beta |\Delta y_1| \tag{72}$$

avec :

$$\alpha = \beta \frac{p}{2}.$$

2° *On retire le diélectrique,* ce qui revient à allonger la ligne de la longueur l du tronçon diélectrique ; cela fait, on cherche la position du premier minimum d'abscisse y_2 telle que :

$$\beta (y_2 + l) = \frac{\pi}{2} \tag{73}$$

et on mesure le déréglage $|\Delta y_2|$ qui correspond à une augmentation de 3 dB de la tension, tel que :

$$\alpha (y_2 + l) = \beta |\Delta y_2|. \tag{74}$$

— On en déduit les caractéristiques du diélectrique, à savoir :

a) *Permittivité.* — En égalant les deux relations (71) et (73), on obtient :

$$\theta = \beta (y_2 - y_1 + l) = \beta (d + l) \tag{75}$$

en posant :

$$\boxed{d = y_2 - y_1}$$

et en portant cette valeur de θ dans la première relation (70), il vient :

$$\sqrt{\varepsilon} \operatorname{tg} \beta_x l = \operatorname{tg} \beta (d + l) \tag{76}$$

que l'on peut écrire en multipliant par βl :

$$\beta_x l \cdot \operatorname{tg} \beta_x l = \frac{l}{d + l} \cdot \beta (d + l) \cdot \operatorname{tg} \beta (d + l).$$

Cette équation en $\beta_x l$ peut se résoudre par approximations successives ou à partir de tables ou abaques de la fonction $x \operatorname{tg} x$. On en déduit la valeur de β_x, donc celle de la permittivité :

$$\varepsilon = \left(\frac{\beta_x}{\beta}\right)^2.$$

b) *Facteur de pertes.* — En remplaçant α par sa valeur $\beta \frac{p}{2}$, les expressions (72) et (74) peuvent s'écrire :

$$|\Delta y_1| = \frac{p}{2} y_1 + \frac{\rho}{\beta}$$

$$|\Delta y_2| = \frac{p}{2} (y_2 + l).$$

On en déduit, en remplaçant ρ par sa valeur tirée de la seconde relation (70) et θ par sa valeur (75) :

$$|\Delta y_1| - |\Delta y_2| = -\frac{p}{2}(d+l) + \frac{\sin 2\theta}{2\beta}\left[\frac{p}{2}\frac{2\beta_x l}{\sin 2\beta_x l} + \frac{q}{2}\left(1 + \frac{2\beta_x l}{\sin 2\beta_x l}\right)\right]$$

$$\frac{|\Delta y_1| - |\Delta y_2|}{d+l} = -\frac{p}{2} + \frac{\sin 2\beta(d+l)}{2\beta(d+l)}\left[\frac{p}{2}\frac{2\beta_x l}{\sin 2\beta_x l} + \frac{q}{2}\left(1 + \frac{2\beta_x l}{\sin 2\beta_x l}\right)\right]$$

d'où l'on tire finalement :

(77) $$q = \frac{1}{m}\left[\frac{|\Delta y_1| - |\Delta y_2|}{d+l} + n\frac{p}{2}\right]$$

avec :

$$\begin{cases} m = \dfrac{1 + \dfrac{2\beta_x l}{\sin 2\beta_x l}}{2} \cdot \dfrac{\sin 2\beta(d+l)}{2\beta(d+l)} \\ n = 1 - \dfrac{\sin 2\beta(d+l)}{2\beta(d+l)} \cdot \dfrac{2\beta_x l}{\sin 2\beta_x l}. \end{cases}$$

Approximations. — Dans le cas où la longueur l du tronçon diélectrique est assez faible pour que les arcs $\beta_x l$ et $\beta(l+d)$ puissent se confondre avec leurs sinus les relations (76) et (77) donnent respectivement :

a) $$\sqrt{\varepsilon}\,\beta_x l = \beta(d+l)$$

d'où : $$\varepsilon = 1 + \frac{d}{l}.$$

b) $$m = 1, \qquad n = 0,$$

donc : $$q = \frac{|\Delta y_1| - |\Delta y_2|}{d+l}$$

où $|\Delta y_1|$ et $|\Delta y_2|$ sont les déréglages c'est-à-dire les *demi-largeurs*, à 3 dB, des creux de l'onde stationnaire avec et sans diélectrique.

Précautions de montage. — Dans ce qui précède, nous avons admis que l'extrémité libre de la ligne de mesure, avec ou sans diélectrique, était à circuit ouvert, donc fermée sur une admittance nulle.

— En pratique, si on laissait les extrémités libres, il y aurait rayonnement et cette condition ne serait pas satisfaite.

— Pour tourner la difficulté, on peut prolonger la ligne par un tube de même diamètre que son armature extérieure, jouant le rôle d'écran et d'affaiblisseur du rayonnement. Dans ces conditions, l'extrémité de la ligne se trouve fermée sur une faible admittance capacitive, qui n'introduit pas de perturbations graves sur les pertes de l'ensemble et qui s'élimine partiellement entre les deux opérations de la mesure.

— On peut également fermer la ligne sur un tronçon de ligne en court-circuit, à très faibles pertes et en quart d'onde.

H. — MESURES DES FRÉQUENCES

1° Fils de Lécher.

Principe. — La source dont on veut mesurer la fréquence est couplée à un système de deux fils parallèles de longueur grande devant la longueur d'onde (fig. *VIII-23*).

Sur ces deux fils, on déplace un pont AB réalisant le court-circuit entre les deux fils. Le système entre en résonance lorsque le pont occupe successivement des positions telles que AB, $A'B'$, etc., espacées les unes des autres de $\lambda/2$.

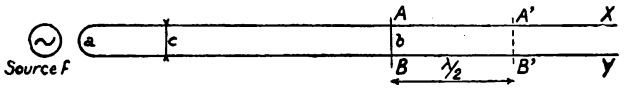


FIG. VIII-23.

Pour mesurer la fréquence de la source, il suffit donc de repérer deux positions consécutives quelconques du pont réalisant la résonance et de mesurer leur distance.

Observation de la résonance. — Le contrôle de la résonance peut s'effectuer à l'aide d'un indicateur quelconque permettant de contrôler la valeur de la tension en un ventre de tension ou du courant en un ventre de courant. On peut par exemple connecter un thermo-élément dans la boucle de couplage « *a* » ou en « *b* » sur le pont mobile AB.

On peut également connecter un voltmètre, par exemple à diode ou à ligne quart d'onde, en un point « *c* » de la ligne située à une distance de l'ordre du quart d'onde de l'extrémité « *a* » couplée à la source.

On peut encore déceler l'accord de la ligne en couplant celle-ci assez fortement avec la source et en observant les réactions sur la source comme dans le cas d'un ondemètre à absorption (chap. VII, § C 3°, p. 441).

Précision. — Pour que les mesures soient correctes, il faut éliminer avec soin l'influence perturbatrice des bouts morts AX-BY situés à droite du pont mobile et qui constituent un résonateur accordé sur une fréquence différente de celle des fils principaux.

Dans ce but, il est avantageux de constituer le pont AB par un disque de cuivre d'un diamètre assez grand par rapport à la distance des deux fils (au moins 10 fois) et qui constitue un écran évitant le couplage inductif entre les deux parties du système de Lécher.

Deux trous percés dans le disque permettent le passage des fils ; des balais assurent en outre, une liaison électrique aussi bonne que possible entre les fils et le disque jouant le rôle de court-circuit à très faible impédance.

Dans ces conditions, la détermination des positions de résonance est facile et nette. Cependant, la précision des mesures reste médiocre (de l'ordre de 2 %) en raison de l'amortissement du circuit dû au rayonnement des deux fils parallèles et comparable à celle de l'ondemètre à résonance pour ondes longues.

On peut encore faire disparaître les résonance parasites du tronçon AX-BY en réalisant un court-circuit auxiliaire sur ce tronçon à une distance du court-circuit principal AB égale à $\frac{\lambda}{4}$.

2° Ondemètres et fréquencemètres à résonance.

Principe. — Pour obtenir une précision meilleure, il faut réduire l'amortissement en supprimant le rayonnement. On y parvient en remplaçant le système de deux fils parallèles par un système équivalent constitué par deux cylindres coaxiaux. Ce système ayant un rayonnement nul en raison de sa symétrie de construction, l'amortissement est réduit aux pertes dans le cuivre qui sont très faibles comme dans le cas des résonateurs à cloches décrits plus haut pour les ondes métriques (chap. VII, § C 5°, p. 449), et on réalise des résonateurs très sélectifs permettant d'obtenir des précisions de l'ordre de 1/1 000.

En revanche, les dispositifs de ce type sont de réalisation mécanique plus difficile que les fils de Lécher. En particulier, pour obtenir des ondemètres réglables dans une gamme suffisante, on doit faire usage de cylindres coulissants permettant de faire varier la longueur utile ; le raccordement des parties mobiles nécessite des contacts glissants qui introduisent des pertes, donc des amortissements prohibitifs. Il faut alors étudier avec soin la disposition des divers tronçons de façon que ces contacts se trouvent au voisinage des nœuds de courant et non pas des ventres. Le montage de la figure *VIII-24* donne un exemple de réalisation utilisable.

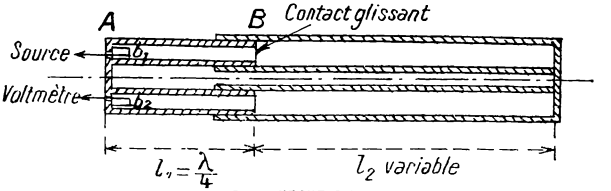


FIG. VIII-24.

Notons que, dans ce cas, le couplage avec la source et avec le détecteur de courant, supposé réalisé par les boucles b_1 et b_2, peut être obtenu également par des petites *antennes radiales* qui traversent le tube extérieur en un point voisin d'un *ventre de tension* et pénètrent dans l'espace annulaire entre les deux tubes parallèlement aux lignes de champ électrique.

Ondemètre de Darbord. — Une solution typique a été indiquée en 1932 par Darbord (1) qui a cherché une disposition des tubes coulissants telle que l'ondemètre soit pratiquement isolé et sans rayonnement de façon à avoir une très grande sélectivité. Dans cette solution, représentée sur la figure *VIII-25*, l'ondemètre proprement dit est constitué par un ensemble coulissant comportant deux tubes concentriques 5 et 6 qui occupent la partie centrale *BC* de l'ensemble. Il est fermé à ses deux extrémités par des tronçons de lignes concentriques *AB* et *CD* d'impédance caractéristique beaucoup plus faible que celle du tronçon central *BC* (de l'ordre du dixième d'ohms) de telle sorte que celui-ci soit pratiquement en *court-circuit* à ses deux extrémités et vibre en *demi-onde sans amortissement* appréciable d'origine extérieure.

Les tronçons *AB* et *CD* ont une longueur de l'ordre de un quart d'onde et fonctionnent en *transformateurs d'impédances*. Leur rôle est de réaliser le couplage de l'ondemètre central avec les circuits extérieurs en n'introduisant dans le circuit de l'ondemètre que des impédances très faibles qui ne risquent pas de l'amortir.

(1) Réflecteurs et lignes de transmission pour ondes ultra-courtes. R. DARBORD, *Onde Electrique*, vol. 11, N° 122, février 1932, pp. 53-82.

L'ensemble est couplé à la source dont on veut mesurer la fréquence par une antenne 1, placée devant un écran réflecteur 2 et couplée au transformateur *AB* par une ligne 3-4 d'impédance caractéristique constante de l'ordre de celle de l'antenne.

La résonance est mise en évidence par un thermo-élément 10 couplé au transformateur *CD* par une ligne 8-9 d'impédance caractéristique comparable à celle du thermo-élément.

L'ensemble est monté sur un bâti muni d'une manivelle à vis micrométrique qui permet de déplacer l'une par rapport à l'autre les deux parties de l'ensemble, de telle sorte que *seule* la longueur du tronçon central *BC* varie, les tubes 3-4-8 coulissant respectivement dans les tubes 5 et 7, sans modifier les longueurs des tronçons 1-*A*, *AB*, *CD*, *DE*.

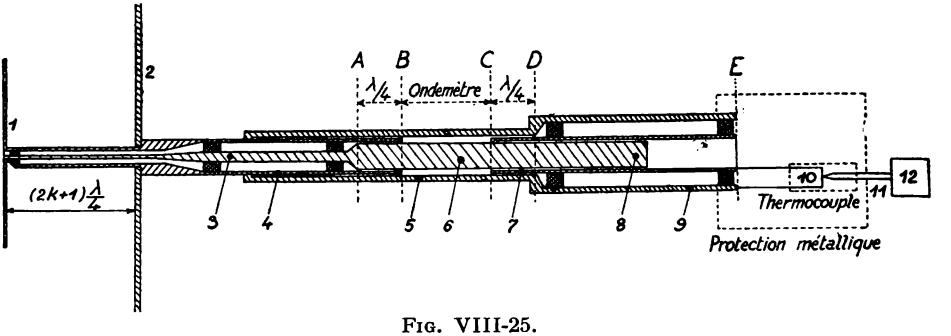


FIG. VIII-25.

La résonance, mise en évidence par le thermo-élément, se produit chaque fois que la longueur du tronçon *BC* est égale à d'un nombre entier de demi-longueurs d'onde.

La mesure de la longueur d'onde se réduit donc à une mesure, sur la vis micrométrique, de la distance entre deux positions consécutives de résonance.

Un ondemètre de ce type a été établi pour effectuer des mesures de fréquence dans la gamme d'ondes de 9 à 30 cm. Cette gamme est divisée en trois sous-gammes, respectivement égales à : 9 à 12,5 cm, 12 à 16,5 cm, et 16 à 30 cm, auxquelles correspondent trois jeux de tronçons *AB* et *DC* de longueurs fixes sensiblement égales au quart des ondes médianes de chacune des trois sous-gammes.

La précision des mesures, dans toute la gamme, est de l'ordre de $\frac{1}{2\,000}$.

— Des résultats du même ordre peuvent être obtenus sur des ondes encore plus courtes, soit avec des résonateurs à lignes du type décrit ci-dessus, soit avec des résonateurs de formes quelconques. Pour les applications aux ondes décimétriques et centimétriques, on utilise couramment des ondemètres à cavité résonnante dont on fait varier la fréquence d'une façon continue dans une gamme assez étendue par le jeu d'un piston métallique réglable qui pénètre dans la cavité.

Ligne à fente. — Une ligne à fente, du type décrit à l'occasion des mesures d'impédance (chap. VIII, § F 6°, p. 513), peut être utilisée très facilement comme ondemètre.

La source à mesurer est connectée à l'une des extrémités de la ligne dont l'autre extrémité est mise en court-circuit ou laissée à circuit ouvert de façon à obtenir un régime d'onde stationnaire très net.

La mesure consiste essentiellement à déplacer la sonde et à mesurer la distance qui sépare deux minimums consécutifs, laquelle est égale à $\lambda/2$.

3° Méthodes hétérodynes.

Théoriquement, les méthodes hétérodynes restent valables en très haute fréquence. Mais, pratiquement, elles ne sont utilisables que dans le cas des mesures de très haute précision sur des sources de fréquence très stable.

Pour les mesures courantes on emploie de préférence les méthodes de résonance.

CHAPITRE IX

MESURES SUR LES ÉMETTEURS

A. — MESURES DE PUISSANCE

1° Définitions.

Dans le cas d'un émetteur, on est conduit à considérer et à mesurer plusieurs sortes de puissances :

a) La *puissance rayonnée,* c'est-à-dire la puissance fournie par l'antenne à l'onde électromagnétique, rayonnée et transportée par cette onde. Elle s'exprime par la relation :

$$P_r = R_r I_{\text{eff}}^2 \tag{1}$$

où R_r et I_{eff} sont respectivement la résistance de rayonnement et l'intensité efficace du courant mesurées en un même point de l'antenne, en principe au ventre de courant, le plus souvent en pratique à la base de l'antenne ou au point où celle-ci est attaquée par la source.

b) La *puissance d'antenne,* c'est-à-dire la puissance totale fournie par la source à l'antenne ; elle comprend la puissance rayonnée, la puissance dissipée dans le fil d'antenne et la puissance perdue dans la prise de terre. Elle s'exprime par la relation :

$$P_a = R_a I_{\text{eff}}^2 \tag{2}$$

où R_a et I_{eff} sont respectivement la résistance effective de l'antenne et l'intensité efficace du courant mesurées en un même point, comme pour la puissance rayonnée.

c) La *puissance de l'étage de puissance,* c'est-à-dire la puissance P_1 qui est fournie par les sources d'alimentation aux circuits du dernier étage de puissance qui attaque l'antenne ; elle comprend la puissance fournie aux filaments et la puissance fournie aux circuits anodiques des tubes correspondants.

d) La *puissance d'alimentation* P_2 fournie par les sources à haute et à basse tensions à l'ensemble du poste. Elle comprend la puissance P_1 précédente augmentée des puissances absorbées par les circuits de chauffage et d'anode des divers tubes.

e) La *puissance totale* P_t prélevée au réseau par les sources qui alimentent tous les circuits du poste.

— A chacune de ces puissances correspond une définition de rendement, soit :

le rendement de l'antenne : $\eta_a = \frac{P_r}{P_a}$

le rendement de l'étage de puissance : $\eta_1 = \frac{P_a}{P_1}$

le rendement des organes d'alimentation : $\eta_2 = \frac{P_2}{P_t}$

le rendement global de l'installation : $\eta_t = \frac{P_a}{P_t}$.

2° Mesures de la puissance totale et de la puissance d'alimentation.

— Ces diverses puissances étant fournies par les sources d'alimentation en courants continus ou alternatifs à basse fréquence, leurs mesures s'effectuent par les méthodes usuelles de l'électrotechnique : wattmètre, ampèremètre et voltmètre, etc.

Il ne faut pas oublier cependant qu'on opère à proximité immédiate de circuits traversés par des courants à haute fréquence de grande intensité qui peuvent agir par induction directe sur les appareils de mesure utilisés et provoquer de ce fait des erreurs importantes. Ce serait le cas en particulier si l'on utilisait des appareils thermiques qui peuvent dévier sous l'action des courants à haute fréquence parasites induits dans leur circuit par l'émetteur. Pour éviter ce risque d'erreur, on peut utiliser des appareils de mesure insensibles aux courants à haute fréquence : appareils à cadre mobile pour les courants continus, appareils à redresseurs et à cadre mobile pour les courants alternatifs. Malgré tout, il est bon de s'assurer que les courants à haute fréquence induits dans les circuits intéressés conservent une valeur négligeable.

3° Mesures de la puissance d'antenne

Par mesure de la résistance d'antenne. — On mesure la résistance apparente R_a de l'antenne, ou sa résistance effective pour la fréquence de travail, en utilisant l'une des méthodes indiquées au chapitre VI, § C, 1° et 2° ; on mesure d'autre part, l'intensité efficace I_{eff} du courant au point de l'antenne sur lequel on a déterminé la valeur de la résistance et on en déduit la valeur de la puissance d'antenne par la relation (2) :

$$P_a = R_a I_{\text{eff}}^2.$$

Méthode de substitution. — On remplace l'antenne réelle par une antenne fictive équivalente et on mesure la puissance absorbée par l'antenne fictive. Si l'on ne connaît pas les caractéristiques de l'antenne réelle, ou si celles-ci ne sont pas imposées d'une façon précise, on se contente souvent d'un réglage approché qui consiste à ajuster par approximations successives les caractéristiques de l'antenne fictive utilisée de façon à réaliser une charge de l'émetteur voisine de celle que l'on obtient sur une antenne réelle, c'est-à-dire à retrouver les mêmes réglages d'accord et les mêmes intensités ou tensions dans les divers circuits de l'émetteur, en particulier les mêmes indications des appareils de mesure intercalés dans les circuits de l'étage de puissance qui attaque directement l'antenne.

— Pratiquement, on utilise comme circuit de charge, aux lieu et place de l'antenne fictive, une simple résistance. Dans le cas des émetteurs puissants, on refroidit cette résistance à l'aide d'une circulation d'eau et on mesure la puissance absorbée en mesurant l'échauffement et le débit de l'eau.

Dans le cas des émetteurs de faible puissance, on utilise souvent comme résistance de charge une *lampe à incandescence*, de préférence à filament rectiligne pour avoir une répartition régulière des courants à haute fréquence. On connecte la lampe entre les bornes antenne-terre de l'émetteur et on repère la température atteinte par le filament à l'aide d'un pyromètre, d'un photomètre ou d'une cellule photoélectrique. Cela fait, on déconnecte la lampe ; puis on l'alimente en courant continu ou en courant alternatif à basse fréquence, de façon à reproduire la même température du filament, et on mesure à l'aide d'un ampèremètre et d'un voltmètre la puissance correspondante absorbée.

Méthode des pertes séparées. — Dans le cas des émetteurs de grande puissance, comme par exemple les émetteurs de radiodiffusion, on peut opérer par pertes séparées suivant une technique classique en électrotechnique.

On mesure la puissance P_1 fournie à l'étage de puissance, puis on évalue les *puissances p dissipées* en chaleur dans les divers circuits de cet étage : tubes, circuits oscillants, résistances de polarisation, etc. On calcule enfin par différence la puissance d'antenne :

$$P_a = P_1 - p.$$

— Les *pertes dans les tubes* se composent de la puissance absorbée par les filaments et de la puissance dissipée sur les plaques. Dans le cas où l'on utilise des tubes à refroidissement par circulation d'eau, ces deux puissances sont évaluées globalement en mesurant l'échauffement de l'eau et les quantités de chaleur évacuées par seconde.

Dans le cas de tubes à refroidissement par l'air, on repère par un procédé quelconque la température des tubes en régime normal d'émission. Cela fait, on alimente le circuit anodique en *régime statique à basse tension* et on règle la tension de plaque de façon à reproduire la température repérée en régime normal ; la puissance totale absorbée par les tubes est alors égale à la somme de la puissance fournie aux filaments et de la puissance fournie aux plaques. On mesure ces puissances par les procédés habituels de l'électrotechnique ; leur somme représente les pertes dans le tube en régime normal.

Si la plaque des tubes est portée à l'incandescence en fonctionnement normal, on peut prendre comme critère de l'échauffement la température de la plaque, c'est-à-dire son éclat, et repérer celui-ci à l'aide d'un pyromètre.

Dans le cas où la plaque est invisible ou reste sombre, on repère la température à l'aide d'un thermomètre placé contre l'ampoule et isolé de l'air extérieur par un tampon de coton.

— Les *pertes dans les résistances* de polarisation sa calculent aisément en mesurant simplement les intensités des courants, en général continus, qui les traversent.

— Pour déterminer les *pertes dans les divers circuits oscillants* de l'étage de puissance, on peut également mesurer les intensités des courants à haute fréquence qui les traversent en régime normal et leur résistance à la fréquence de travail, puis en déduire la puissance par la formule de Joule.

On peut également opérer globalement par pertes séparées. Pour cela on déconnecte l'antenne, et on alimente le circuit anodique à tension réduite de

façon que les intensités de courant dans les divers circuits intermédiaires reprennent leurs valeurs primitives. On a alors affaire à un émetteur à faible puissance dans lequel les circuits de charge à haute fréquence sont constitués par les circuits auxiliaires. On mesure la puissance P_1' d'alimentation de l'étage de puissance et les pertes p' dans les tubes et les résistances de polarisation en opérant comme il est indiqué plus haut en régime normal. La puissance dissipée dans les circuits oscillants est alors :

$$P_{co} = P_1' - p'.$$

Si la puissance dissipée dans ces circuits est faible, la mesure de P_{co} manque de précision, mais la répercussion sur la mesure de la puissance d'antenne reste faible et on peut se contenter d'une estimation même grossière. Souvent on se contente d'évaluer *a priori* un certain rendement ρ (en se basant sur des considérations théoriques ou par extrapolations de résultats antérieurs connus) et on calcule les pertes dans le circuit oscillant par la relation :

$$P_{co} = \rho P_a.$$

Méthode des trois ampèremètres. — Signalons succinctement, pour terminer cet examen rapide des procédés de mesure des puissances en haute fréquence, une méthode de mesure peu utilisée en fait, mais qui peut dans certains cas particuliers rendre quelques services. Dans le montage de la figure *VI-13* (chap. VI, § C 1°, p. 395) utilisé pour la mesure de l'impédance apparente d'une antenne, ou plus généralement d'un circuit quelconque, remplaçons la capacité C par une résistance R_0 étalonnée. Les équations des circuits s'écrivent avec les notations du chapitre VI :

$$Z_a I_1 = R_0 I_2 = \frac{Z_a I_3}{\sqrt{\left(\cos\varphi + \frac{Z_a}{R_0}\right)^2 + \sin^2\varphi}}$$

d'où :

$$\begin{cases} Z_a = R_0 \dfrac{I_2}{I_1} \\ \cos\varphi = \dfrac{1}{2}\dfrac{I_1}{I_2}\left[\left(\dfrac{I_3}{I_1}\right)^2 - \left(\dfrac{I_2}{I_1}\right)^2 - 1\right]. \end{cases}$$

La puissance consommée dans l'antenne est alors :

$$P = R I_1^2 = Z_a \cos\varphi \cdot I_1^2$$

soit :

$$P = \frac{R_0}{2}(I_3^2 - I_2^2 - I_1^2).$$

La précision de la mesure est maximale si l'on choisit R_0 de telle sorte que l'on ait $I_1 = I_2 = I$, auquel cas il vient :

$$P = R_0\left(\frac{I_3^2}{2} - I^2\right).$$

— Remarquons que l'on peut également opérer en utilisant une capacité C comme dans le cas de la figure *VI-13*, ce qui est plus commode en pratique, mais les relations exprimant la puissance prennent une forme plus compliquée.

Terman (1) indique en particulier la suivante :

$$P = \frac{2}{C\omega}\sqrt{S(S-I_3)(S-I_2)(S-I_1)}$$

en posant : $$S = \frac{I_3 + I_2 + I_1}{2}.$$

4° Mesure de la puissance rayonnée.

— Si l'on a mesuré la résistance de rayonnement R_r, comme indiqué au chapitre VI-§C-p. 403, et la valeur I_{eff} du courant d'antenne correspondant, on peut calculer la valeur de la puissance rayonnée par la relation (1) ci-dessus.

— Mais il est plus simple en pratique de la déduire directement des valeurs mesurées du champ en utilisant les formules de rayonnement du doublet.

— Dans le cas d'une *antenne en doublet demi-onde*, rayonnant pratiquement en *espace libre*, la valeur E du champ dans la direction de rayonnement maximal est liée à celles de la puissance rayonnée P et de la distance r à l'émetteur par la relation :

$$E = 7\frac{\sqrt{P}}{r}$$

en exprimant : E en volts par mètre
P en watts
r en mètres

On en déduit la relation pratique suivante pour l'évaluation de la puissance :

$$P_{dB(W)} = E_{dB(V/m)} + r_{dB(m)} - 16{,}9.$$

— Dans le cas d'une antenne reliée à un sol conducteur, et fonctionnant en *antenne courte sur onde moyenne*, on a de même *au sol* :

$$E = 9{,}5\frac{\sqrt{P}}{r}$$

d'où en pratique :

$$P_{dB(W)} = E_{dB(V/m)} + r_{dB(m)} - 19.5.$$

B. — MESURES DE LA MODULATION D'AMPLITUDE

1° Généralités et définitions.

Modulation parfaite. — On dispose d'un émetteur à haute fréquence produisant une onde de la forme :

$$A_0 \sin(\Omega t + \psi)$$

et on applique à l'entrée du circuit de modulation une tension alternative à basse fréquence u, de forme quelconque *a priori*.

La modulation est dite parfaite lorsque l'amplitude des oscillations à haute fréquence suit fidèlement les variations de la tension de modulation u.

(1) *Measurements in Radio Engineering.* TERMAN, p. 32.

L'onde émise par l'émetteur est alors de la forme :

$$A_0(1 + k\,u)\sin(\Omega t + \psi) \tag{3}$$

où k est une constante du poste *indépendante de l'amplitude et de la fréquence de la tension de modulation u.*

L'amplitude de l'onde est alors à chaque instant une *fonction linéaire* de la tension u.

— Si la tension de modulation est une *tension sinusoïdale* de la forme :

$$u = U \sin \omega t$$

l'onde émise est représentée par une expression de la forme :

$$A_0(1 + m \sin \omega t)\sin(\Omega t + \psi) \tag{4}$$

en posant : $$m = k\,U.$$

A_0 est alors l'amplitude de la porteuse ;

m est une constante, caractéristique de la modulation, appelée *taux de modulation* ou *profondeur de modulation*. Elle est *proportionnelle à l'amplitude* U de la tension de modulation et indépendante de la fréquence. On l'évalue en général en centièmes (%).

L'onde émise affecte dans ce cas la forme représentée par la figure *IX-1* ; ses

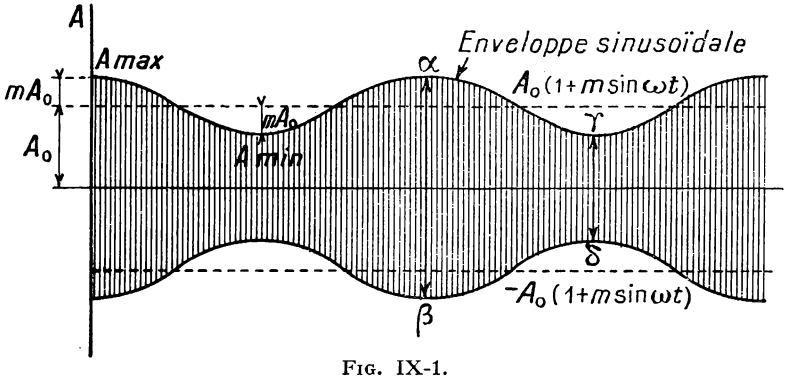


FIG. IX-1.

courbes enveloppes sont des sinusoïdes exactes d'amplitude $m\,A_0$ et de fréquence $\omega/2\pi$, représentées par des relations de la forme :

$$\pm A_0(1 + m \sin \omega t) \tag{5}$$

Enfin, elle est *complètement définie* par sa *porteuse* A_0 et son *taux de modulation m.*

— Si la tension de modulation *n'est pas sinusoïdale,* donc de la forme :

$$u = U_1 \sin \omega t + U_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + U_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots$$

mais si les *circuits de modulation de l'émetteur restent parfaits* ($k = C^{te}$), l'onde émise conserve la forme (3) et devient en remplaçant u par sa valeur :

$$A_0\big[1 + m_1 \sin \omega t + m_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + m_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots\big] \sin(\Omega t + \psi) \tag{6}$$

avec :
$$\begin{cases} m_1 = k\,U_1 \\ m_2 = k\,U_2 \\ m_3 = k\,U_3. \end{cases}$$

Elle affecte alors, par exemple, l'aspect représenté par la figure *IX-2* ; ses courbes enveloppes ne sont plus sinusoïdales et correspondent aux expressions :

$$(7) \quad \pm A_0\left[1 + m_1 \sin \omega t + m_2 \sin (2\omega t + \varphi_2) + m_3 \sin (3\omega t + \varphi_3) + \cdots\right]$$

Leur définition nécessite la connaissance, non plus de deux coefficients A_0 et m comme précédemment, mais d'un *nombre illimité de coefficients* : A_0, m_1 m_2, m_3 ... fonctions des caractéristiques de la tension de modulation. A_0 est toujours l'amplitude de la porteuse. Les constantes sans dimensions m_1, m_2, m_3, ... sont *les taux de modulation* relatifs au terme fondamental de la modulation et à ses harmoniques. Ils sont respectivement proportionnels à l'amplitude du terme correspondant à la modulation et indépendants de leur fréquence. Ils caractérisent la qualité de la tension de modulation et de la modulation.

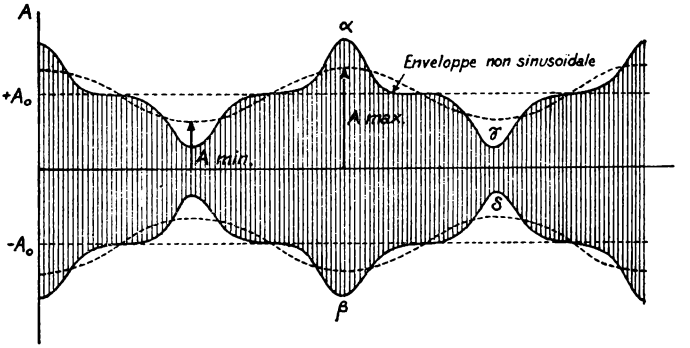


FIG. IX-2.

Modulation imparfaite. Distorsions. — On dit que la modulation de l'émetteur est imparfaite ou qu'il y a *distorsion de modulation* lorsque la condition fondamentale $k = C^{te}$ n'est pas satisfaite. Deux types de distorsion peuvent se produire suivant la cause qui lui donne naissance.

Distorsion harmonique ou en amplitude. — Ce type de distorsion apparaît lorsque le facteur k, tout en restant indépendant de la fréquence, varie à chaque instant avec la valeur *instantanée* u de la tension de modulation. Dans ce cas, l'amplitude A de l'onde modulée devient une *fonction non linéaire de* la modulation, de la forme :

$$A = A_0\left[1 + f(u)\right]$$

où $f(u)$ représente une fonction quelconque de u.

Pour cette raison, ce type de distorsion est encore appelé abusivement distorsion non linéaire.

— Si la tension de modulation est *exactement sinusoïdale*, $f(u)$ peut se décomposer en série de Fourier et l'onde devient une onde à modulation non sinusoïdale du type représenté par la figure *IX-2* et par la relation (6). Sa modulation est caractérisée par les taux de modulation m_1, m_2, m_3 ... qui contrairement à ce qui a lieu dans le cas précédent, *ne sont plus proportionnels à l'amplitude* de la tension de modulation.

Ces coefficients ne caractérisent plus la qualité de la tension de modulation, supposée ici sinusoïdale, mais la qualité de la modulation effectivement obtenue, c'est-à-dire en définitive la distorsion apportée par les circuits et le tube de

modulation. Pour définir et mesurer simplement par un seul chiffre cette distorsion, il est d'usage d'introduire le *taux de distorsion de modulation ou de distorsion d'enveloppe* qui se définit, à partir des taux de modulation partiels m_1, m_2, m_3, ..., comme le taux d'harmoniques d'un courant non sinusoïdal (chap. III, § C, 4°, p. 243) par l'une des relations :

$$\mathfrak{d}_1 = \frac{\sqrt{m_2^2 + m_3^2 + \cdots + m_n^2}}{\sqrt{m_1^2 + m_2^2 + m_3^2 + \cdots + m_n^2}}$$

$$\mathfrak{d}_2 = \frac{\sqrt{m_2^2 + m_3^2 + \cdots + m_n^2}}{m_1}.$$

Il est égal au taux d'harmoniques du courant détecté obtenu à la réception à la sortie d'un détecteur *linéaire.*

— Dans le cas où la tension de modulation n'est pas sinusoïdale et où la modulation se fait avec distorsion, on obtient encore une onde à modulation non sinusoïdale du type présenté par la relation (6). Les taux de modulation partiels m_1, m_2, m_3, ... sont alors des fonctions complexes des amplitudes des harmoniques de la tension de modulation et des taux de distorsion de la modulation ; comme précédemment, ils varient avec la valeur de la tension de modulation.

— Dans les deux cas, il devient impossible de définir et de mesurer simplement la profondeur de modulation à l'aide d'un seul paramètre m comme dans le cas d'une modulation sinusoïdale sans distorsion. En toute rigueur, il faudrait mesurer individuellement les divers paramètres m_1, m_2, m_3 ... m_n. Pratiquement, du moins tant que les amplitudes des harmoniques restent faibles devant le terme fondamental, la modulation peut être caractérisée avec assez de netteté à l'aide de deux chiffres : d'une part, le taux de modulation m_1 correspondant au terme fondamental, d'autre part le taux de *distorsion d'enveloppe* $\mathfrak{d}$.

— La distorsion harmonique de modulation a pour effet de faire apparaître des harmoniques de la tension de modulation, donc de modifier le timbre des modulations transmises sans modifier les valeurs relatives des diverses composantes de fréquences différentes d'un spectre à basse fréquence étendu.

Distorsion en fréquence de modulation. — La distorsion en fréquence de modulation, dite encore abusivement distorsion linéaire, apparaît lorsque le facteur k, tout en restant *constant en fonction de l'amplitude* de la tension de modulation, *varie avec la fréquence* de modulation.

Dans ce cas la modulation reste linéaire, d'où le nom de distorsion linéaire, et il n'y a pas apparition d'harmoniques de modulation. Tout se passe donc pour une fréquence donnée comme si l'on avait une modulation parfaite, à cette seule différence près que le taux de modulation, pour une amplitude donnée et constante de la tension de modulation, varie avec la fréquence de cette tension. Cet effet est fréquent lorsque les circuits de modulation comportent des capacités en série ou en shunt sur les organes de liaison. Il a pour résultat de modifier les intensités relatives des diverses composantes de fréquences différentes d'un spectre à basse fréquence étendu, donc de provoquer une reproduction infidèle de ce spectre.

Bruits de fond et modulations résiduelles. — En supprimant la tension de modulation d'un émetteur, on devrait obtenir une onde entretenue pure d'amplitude

rigoureusement constante $A_0 \sin(\Omega t + \psi)$; la réception de cette onde dans un récepteur construit pour la réception des ondes modulées (par exemple un récepteur de radiodiffusion) ne devrait donner aucun son dans l'écouteur connecté à la sortie. En réalité, avec les émetteurs usuels et en faisant abstraction des bruits de fond provenant du récepteur ou des émissions parasites, on perçoit toujours un son résiduel plus ou moins intense, ayant le caractère d'un ronflement grave ou musical. Il est dû à des modulations superficielles provenant de la commutation des machines alimentant le poste, d'une induction parasite du réseau ou d'une source musicale, ou des bruits de souffle des amplificateurs. Dans tous les cas, il constitue un effet perturbateur qu'on cherche à rendre aussi faible que possible et qu'il faut par conséquent savoir mesurer.

2° Mesures du taux de modulation en modulation sinusoïdale.

Principe. — Si la tension de modulation est sinusoïdale et s'il n'y a pas de distorsion de modulation, l'onde émise est représentée par une expression de la forme (4) et a l'aspect de la figure *IX-1.*

L'amplitude de l'onde a une valeur moyenne égale à A_0 et varie périodiquement entre un maximum A_{max} et un minimum A_{min} de valeurs :

$$A_{max} = A_0(1 + m)$$
$$A_{min} = A_0(1 - m)$$

fonctions du taux de modulation m.

Dès lors, on peut évaluer la valeur de m en fonction de ces amplitudes par l'une des relations :

$$(8) \qquad \begin{cases} m = \dfrac{A_{max} - A_0}{A_0} \\ m = \dfrac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}} \end{cases}$$

La mesure de m se ramène alors à des mesures d'amplitude. De nombreuses méthodes ont été imaginées dans ce but.

Mesures à l'oscilloscope cathodique. — Trois solutions peuvent être utilisées :

Utilisation d'un oscillogramme. — On fait apparaître sur l'écran de l'oscilloscope la courbe de la tension ou du courant à analyser en appliquant sur les plaques de déviation verticale la tension à haute fréquence et sur les plaques de déviation horizontale un balayage en dents de scie synchronisé par la tension de modulation. On obtient un oscillogramme ayant l'aspect de la figure *IX-1.*

Si l'oscilloscope est linéaire, les hauteurs d'image $\alpha\beta$ et $\gamma\delta$ sont respectivement proportionnelles aux amplitudes A_{max} et A_{min} et la seconde relation (8) donne immédiatement :

$$(9) \qquad m = \frac{\overline{\alpha\beta} - \overline{\gamma\delta}}{\overline{\alpha\beta} + \overline{\gamma\delta}}$$

Pour mesurer m il suffit donc de mesurer sur l'écran du tube les hauteurs $\alpha\beta$ et $\gamma\delta$. On peut utiliser à cet effet un écran gradué ou un compas à pointes sèches dont on mesure l'écartement sur une règle millimétrée. On peut également tracer sur un écran transparent une série de courbes correspondant à diverses valeurs de m entre 0 et 100 % et amener l'oscillogramme à étudier en coïncidence avec l'une d'elle. On peut alors par interpolation lire directement sur l'écran la valeur de m.

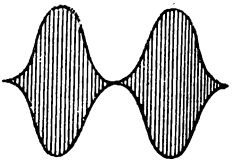


FIG. IX-3.

— Dans le cas d'une modulation égale à 100 % ($A_{min} = 0, A_{max} = 2A_0$) l'oscillogramme affecte l'aspect de la figure *IX-3*. S'il y a surmodulation, il prend celui de la figure *IX-4* ; la distorsion est alors importante et la mesure n'a plus de sens.

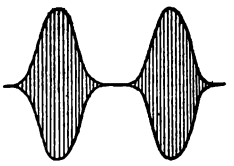


FIG. IX-4.

— Cette méthode a l'avantage de la simplicité ; elle a en outre le grand intérêt de permettre d'apprécier à la vue la qualité de la modulation donc de juger de la signification réelle de la mesure qui, comme nous le verrons plus loin, n'a plus de sens net lorsque la modulation n'est pas sinusoïdale. Par contre, elle présente l'inconvénient de nécessiter l'emploi d'une modulation de fréquence parfaitement constante de façon à obtenir un oscillogramme stable.

Remarque. — Il arrive fréquemment, en pratique, lorsqu'on applique une tension à haute fréquence modulée à l'entrée d'un oscilloscope, que l'on obtienne une figure déformée et dyssymétrique de l'un des types représentés sur la figure *IX-9*. Cet effet se manifeste surtout lorsqu'on opère sur une fréquence porteuse voisine de l'extrémité supérieure de la bande passante de l'amplificateur de l'oscilloscope. Il est dû à une détection accidentelle qui donne naissance à une tension à basse fréquence, synchrone de la modulation ; celle-ci, mieux amplifiée que la tension à haute fréquence, atteint une valeur relative importante et, en se superposant à la tension à haute fréquence sur les plaques déviatrices de l'oscilloscope, elle produit les effets analysés ci-après.

— Au point de vue des mesures, cette perturbation gêne l'analyse de la tension observée, d'autant plus qu'elle est plus grande, et oblige à travailler avec des signaux faibles. Par contre, elle ne modifie pas les *valeurs relatives* des amplitudes de la tension à haute fréquence, mesurées sur la figure *IX-1* par les longueurs $\alpha\beta$ et $\gamma\delta$. En conséquence, elle ne s'oppose pas, *a priori*, à l'exécution des mesures faisant intervenir ces valeurs relatives, par exemple les mesures de taux de modulation par les relations (8).

Méthode du trapèze. — On applique sur l'axe horizontal OX de l'oscilloscope une tension synchrone de la tension de modulation, donc de la forme :

$$u = U \sin(\omega t + \varphi)$$

et sur l'axe vertical OY la tension à haute fréquence modulée :

$$v = A_0(1 + m \sin \omega t) \sin(\Omega t + \psi)$$

Dans ces conditions, à chaque instant, le spot balaye avec la fréquence $\frac{\Omega}{2\pi}$

un segment vertical dont la longueur est proportionnelle à l'amplitude de la tension v, soit :

$$y = a A_0 (1 + m \sin \omega t). \tag{10}$$

et dont l'élongation horizontale est proportionnelle à la valeur instantanée de la tension u, soit :

$$x = b u = b U \sin(\omega t + \varphi) \tag{11}$$

où a et b sont deux constantes de l'oscilloscope réglables par les organes de commande du gain des amplificateurs.

— Supposons tout d'abord *que l'on fasse* $\varphi = 0$; l'élongation horizontale devient :

$$x = b U \sin \omega t$$

et en éliminant $\sin \omega t$ entre cette expression et la relation (10) on trouve pour ordonnée de l'extrémité du trait lumineux tracé par le spot sur l'écran :

$$y = a A_0 \left(1 + \frac{m}{b U} x\right)$$

Cette expression étant une fonction linéaire de x, les extrémités du segment vertical balayé par le spot se déplacent sur deux droites obliques $\alpha\gamma$ et $\beta\delta$ et l'on obtient sur l'écran une figure stable qui prend l'aspect trapézoïdal de la figure *IX-5*.

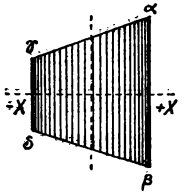


FIG. IX-5.

Sur cette figure, la grande base $\alpha\beta$ est égale au double de l'amplitude des oscillations à haute fréquence pour l'élongation :

$$x = X = b U$$

soit : $$\alpha\beta = 2 a A_0 (1 + m) = 2 Y_{max}$$

De même, la petite base $\gamma\delta$ a pour valeur :

$$\gamma\beta = 2 a A_0 (1 - m) = 2 Y_{min}$$

Ces deux bases correspondent respectivement aux hauteurs d'image $\alpha\beta$ et $\gamma\delta$ de l'oscillogramme de la figure *IX-1* ; leurs mesures sur l'écran permettent, comme ci-dessus, de calculer le taux de modulation par la relation :

$$m = \frac{\overline{\alpha\beta} - \overline{\gamma\delta}}{\overline{\alpha\beta} + \overline{\gamma\delta}}$$

Dans le cas d'une modulation à 100 %, la petite base $\gamma\delta$ devient nulle et le trapèze devient le triangle de la figure *IX-6 a*.

S'il y a surmodulation la figure conserve l'aspect triangulaire mais, comme il n'y a plus d oscillations à haute fréquence pendant une partie du temps (fig. *IX-4*), le triangle se trouve prolongé par une ligne horizontale ; le diagramme prend alors la forme de la figure *IX-6 b*.

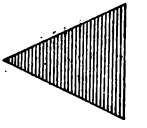


FIG. IX-6 *a*.

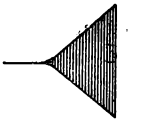


FIG. IX-6 *b*.

— Supposons maintenant *que le déphasage* φ *ne soit pas nul*, les élongations verticales

et horizontales du spot sont régies par les relations (10) et (11). En éliminant le temps entre ces deux relations, on obtient pour équation de l'extrémité du trait lumineux tracé par le spot :

$$\frac{y}{aA_0} = 1 + m\cos\varphi \cdot \frac{x}{bU} - m\sin\varphi \sqrt{1 - \left(\frac{x}{bU}\right)^2}$$

c'est-à-dire, après avoir élevé au carré, une équation du second degré en x et en y qui représente une ellipse.

Les droites $\alpha\gamma$ et $\beta\delta$ de la figure *IX-5* sont alors remplacées par des ellipses, d'autant plus ouvertes que φ est plus grand en valeur absolue, et le diagramme prend l'aspect de la figure *IX-7 a*. Les extrémités α, β, γ et δ des deux bases sont remplacées par les points P, P', Q et Q' où les ellipses sont tangentes aux droites verticales d'abscisses :

$$x = \pm X = \pm bU$$

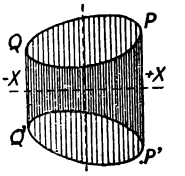


FIG. IX-7 *a*.

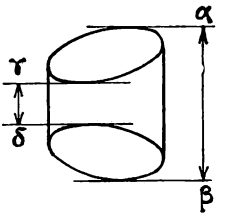


FIG. IX-7 *b*.

atteintes aux instants tels que $\omega t + \varphi = (2k+1)\frac{\pi}{2}$.

On peut mesurer sur l'écran les distances entre ces points, soit :

$$\overline{PP'} = 2aA_0(1 + m\cos\varphi)$$
$$\overline{QQ'} = 2aA_0(1 - m\cos\varphi)$$

et calculer comme précédemment l'expression :

$$\frac{\overline{PP'} - \overline{QQ'}}{\overline{PP'} + \overline{QQ'}} = m\cos\varphi$$

La mesure, dans ce cas, ne donne plus qu'une valeur approchée du taux de modulation m, d'autant plus éloignée de la valeur exacte que φ est plus grand en valeur absolue. D'ailleurs la définition sur le diagramme des points de tangence P, P', Q et Q' est d'autant plus imprécise que les ellipses sont plus ouvertes.

On peut encore évaluer m par la relation 9 en traçant (fig. *IX-7 b*) les droites horizontales tangentes aux bords externes et aux bords internes des ellipses et en mesurant leurs distances $\alpha\beta$, $\gamma\delta$ respectivement égales à $2\,Y_{max}$ et $2\,Y_{min}$; mais la mesure est encore peu précise.

En définitive, si le balayage horizontal n'est pas en phase avec la modulation de l'onde à haute fréquence, la mesure perd en précision. Il faut donc s'arranger en pratique pour réaliser la concordance de phase et ne faire la mesure de m que lorsque le diagramme a pris la forme trapézoïdale de la figure *IX-5*.

— La méthode du trapèze apparaît comme une forme particulière de la méthode générale d'analyse par les courbes de Lissajous. Son principal avantage réside dans le fait que la fréquence de modulation de l'onde étudiée n'intervient pas et que, quelle que soit cette fréquence, on obtient un trapèze stable à bords rectilignes dès l'instant où le balayage horizontal est en phase avec la modulation et où les circuits de modulation de l'émetteur n'introduisent pas de distorsion.

Nous verrons plus loin qu'elle est encore utilisable, sous certaines réserves, lorsque la tension de modulation n'est pas sinusoïdale. En particulier, dans le cas d'un émetteur téléphonique *fidèle*, elle permet d'obtenir un trapèze stable, simplement en émettant à la voix un son quelconque de niveau constant, et par suite d'évaluer le taux de modulation correspondant aux différents régimes de conversation.

— L'éclairement de l'image dessinée par le spot est d'autant plus grand que la vitesse de déplacement du spot est plus faible et inversement. Dans le cas d'une modulation sinusoïdale, le spot balaye l'image verticalement suivant une loi sinusoïdale à haute fréquence et horizontalement suivant une loi sinusoïdale à basse fréquence. On obtient alors un éclairement uniforme du trapèze avec simplement un renforcement lumineux des lignes $\alpha\gamma$ et $\beta\delta$, lieux des crêtes des sinusoïdes à haute fréquence, et des régions voisines des bases $\alpha\beta$ et $\gamma\delta$, lieux des crêtes du balayage horizontal à basse fréquence.

Nous verrons plus loin que, dans le cas d'une modulation non sinusoïdale, on voit apparaître des bandes verticales d'éclairements divers correspondant aux variations de la vitesse de balayage horizontal du spot. L'observation de l'éclairement fournit donc un renseignement sur la qualité de la modulation ; un éclairement uniforme indique une modulation sinusoïdale (fig. *IX-5*) ; un éclairement strié est l'indice d'une distorsion harmonique importante.

— Notons enfin une difficulté d'ordre pratique que l'on rencontre assez fréquemment et qui est due à une induction parasite de la source à haute fréquence sur les circuits de balayage horizontal. Il apparaît alors sur les plaques de balayage horizontal une tension à haute fréquence, synchrone de la tension appliquée sur les plaques de balayage vertical, qui se superpose à la tension à basse fréquence et qui produit un balayage à haute fréquence oblique, linéaire ou elliptique suivant la relation de phase (courbes de Lissajous à haute fréquence). Il en résulte une déformation du diagramme trapézoïdal qui prend la forme de la figure *IX-8*.

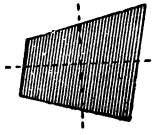


FIG. IX-8.

Pour faire disparaître cet effet, il suffit de blinder et de découpler en haute fréquence tous les éléments du circuit de balayage à basse fréquence.

Comparaison avec une tension à basse fréquence étalonnée. — Les deux méthodes qui précèdent nécessitent de mesurer des hauteurs d'image sur l'écran de l'oscilloscope et supposent implicitement que l'oscilloscope est parfaitement linéaire. En fait ces conditions peuvent être génératrices d'erreurs, surtout si le spot est gros et si l'on fait usage de préamplificateurs.

La méthode qui suit permet de reporter les mesures sur des grandeurs électriques et d'utiliser l'oscilloscope, non plus comme un appareil de mesure, mais comme un simple organe de contrôle ou de comparaison.

— La tension à haute fréquence modulée est appliquée sur les plaques de déviation verticale de l'oscilloscope dont la base de temps est synchronisée sur la modulation ; on obtient alors l'oscillogramme normal du type représenté par la figure *IX-1* et par la courbe de la figure *IX-9 a*.

On fait agir également sur les plaques de déviation verticale, en série avec la source à haute fréquence, une source à *basse fréquence, synchrone* de la modulation de la tension à haute fréquence et *en phase* avec elle, de la forme :

$$u = U \sin \omega t$$

représentée par la courbe de la figure *IX-9 b*.

Pratiquement cette source est constituée par un circuit, dérivé de la source modulant l'émetteur, qui agit sur l'oscillographe à travers des organes permettant de régler son amplitude et sa phase.

On obtient alors un oscillogramme déformé et dyssymétrique dont les bords,

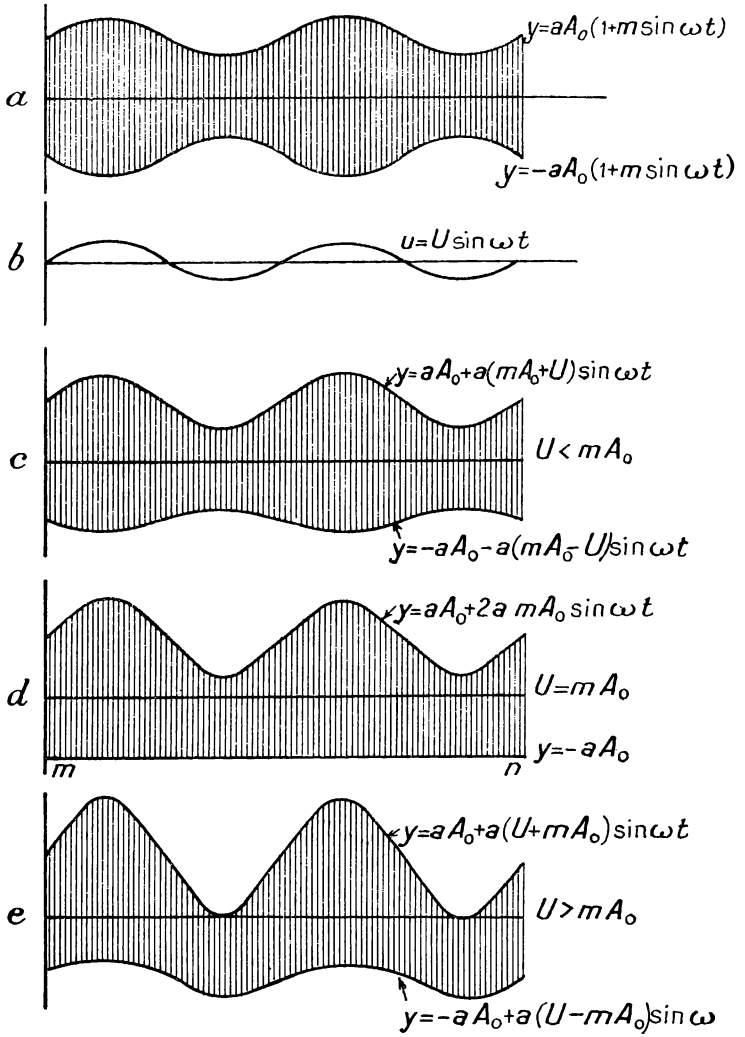


FIG. IX-9.

avec la relation de phase admise sur la figure entre la modulation et la tension à basse fréquence, ont respectivement pour équation :

bord supérieur :

$$aU\sin\omega t + aA_0(1 + m\sin\omega t) = aA_0 + a(mA_0 + U)\sin\omega t$$

bord inférieur :

$$aU\sin\omega t - aA_0(1 + m\sin\omega t) = -aA_0 - a(mA_0 - U)\sin\omega t.$$

— Tant que $U < m A_0$, le bord inférieur conserve sa phase primitive, mais l'amplitude de ses variations est réduite (fig. *IX-9 c*).

— Dans le cas particulier où l'on a exactement $U = m A_0$, le bord inférieur devient rectiligne (fig. *IX-9 d*) ; les ondulations du bord supérieur ont une amplitude double de l'amplitude initiale.

— Enfin, si l'on a $U > m A_0$, les ondulations du bord inférieur réapparaissent en changeant de phase et leur amplitude augmente avec U en même temps que celles du bord supérieur (fig. *IX-9 e*).

— En définitive, si l'on règle U de façon à faire disparaître les ondulations du bord inférieur, on a exactement :

$$U = mA_0 \qquad \text{soit :} \qquad m = \frac{U}{A_0}.$$

On peut donc *mesurer m en mesurant U* et A_0 à l'aide de voltmètres appropriés *connectés directement aux bornes des sources*. L'oscillographe ne joue plus qu'un rôle d'indicateur permettant de contrôler l'égalité $U = m A_0$; ses caractéristiques n'interviennent plus dans la mesure dont le résultat est directement déduit de mesures de tensions. La précision devient de l'ordre de grandeur des erreurs d'étalonnage des voltmètres utilisés.

— Notons cependant que cette méthode ne peut donner tous ses avantages que si l'on opère sur des *tensions assez grandes* pour permettre *l'attaque directe* des plaques déviatrices de l'oscilloscope. Dans le cas où l'on voudrait opérer sur des tensions plus faibles, il faudrait faire usage d'un amplificateur dont l'amplification serait en général différente pour la fréquence porteuse et pour la fréquence de modulation ; la disparition de l'ondulation du bord inférieur indiquerait alors l'égalité des tensions aU et $a' m A_0$ sur les plaques déviatrices de l'oscilloscope et non pas l'égalité des tensions U et $m A_0$ à l'entrée de l'amplificateur. Il pourrait en résulter une erreur importante sur le calcul de m, variable avec les valeurs des fréquences utilisées. La mesure reste cependant possible moyennant des tarages appropriés.

— Dans certains oscilloscopes, les deux plaques produisant la déviation verticale sont accessibles séparément sur des bornes extérieures. Un moyen commode pour réaliser la combinaison des tensions à haute fréquence et à basse fréquence consiste à appliquer ces tensions séparément, l'une sur une plaque, l'autre sur l'autre plaque. Les deux sources sont alors isolées et indépendantes l'une de l'autre ce qui élimine toute réaction parasite.

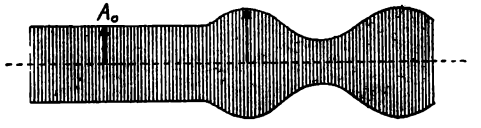


FIG. IX-10.

Méthode du voltmètre de crête. — L'onde non modulée a une amplitude constante A_0 (fig. *IX-10*). Si on la module *sans changer la valeur de sa porteuse* A_0, la tension maximum atteinte est $A_{max} = A_0 (1 + m)$

d'où :
$$m = \frac{A_{max} - A_0}{A_0}.$$

Pour calculer m il suffit donc de mesurer A_0 et A_{max}, par exemple à l'aide d'un voltmètre de crête à diode.

On connecte le voltmètre aux bornes d'un circuit quelconque couplé à l'émetteur ; on supprime la modulation et on mesure une tension V_0 proportionnelle à A_0, puis on rétablit la modulation et on mesure une nouvelle valeur V_m proportionnelle à A_{max}. On en déduit :

$$m = \frac{V_m - V_0}{V_0}.$$

— En pratique, le fait de moduler l'émetteur peut provoquer une modification de régime et une variation de la porteuse A_0. La mesure perd alors toute signification et il est indispensable de s'assurer, par l'un des procédés indiqués ci-après, que la *porteuse conserve une valeur constante.*

— On peut également tourner la difficulté en laissant subsister la modulation pendant les deux opérations et en utilisant un voltmètre à valve à constante de temps variable (chap. I, § D, 1°, p. 61).

Dans la première opération, on fait choix d'une constante de temps CR grande devant la période de la porteuse, mais faible devant celle de la modulation ; l'appareil indique alors la porteuse A_0, quel que soit le taux de modulation.

Dans la seconde au contraire on choisit une constante de temps très grande devant la période de la modulation ; l'appareil fonctionne alors en voltmètre de crête et mesure la valeur maximale A_{max} de l'onde modulée.

La comparaison des valeurs lues sur le voltmètre pour les deux réglages de la constante de temps donne directement les éléments du calcul de m. La précision reste assez médiocre, surtout pour les faibles valeurs de m, en raison de l'imprécision des mesures de V_m et de V_0.

Méthode de la double détection. — *Principe.* — Appliquons une tension à haute fréquence modulée :

$$v = A_0(1 + m \sin \omega t) \sin(\Omega t + \psi)$$

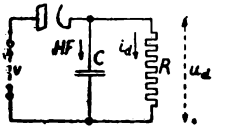


FIG. IX-11.

à l'entrée d'un détecteur linéaire (fig. *IX-11*), composé d'une diode débitant dans une résistance R et une capacité C, réglées de telle sorte que *la constante de temps CR du circuit soit grande devant la période de la porteuse et faible devant celle de la modulation,* c'est-à-dire telles que l'on ait :

$$\frac{1}{C\omega} \gg R$$

$$\frac{1}{C\Omega} \ll R.$$

Les charges et décharges du condensateur suivent fidèlement les variations d'amplitude de la tension à haute fréquence.

Le courant détecté i_d qui traverse la résistance de charge R et la tension détectée U_d à ses bornes ont alors même forme que l'amplitude de la tension d'attaque, soit :

$$i_d = I_0(1 + m \sin \omega t)$$
$$u_d = R I_0(1 + m \sin \omega t) = U_0(1 + m \sin \omega t).$$

Ils peuvent être regardés comme la somme d'un terme constant (I_0 et U_0)

et d'un terme périodique de pulsation ω ($m I_0$ et $m U_0$) dont le rapport est précisément égal au taux de modulation m.

Pour mesurer m, il suffit donc de mesurer les deux composantes du courant ou de la tension détectés et d'en faire le rapport.

Schémas de principe. — Une première solution consiste à séparer les deux composantes du courant détecté i_d à l'aide d'un filtre constitué par une grande inductance L et une forte capacité γ (fig. *IX-12*). La composante continue I_0 est mesurée par un ampèremètre à cadre mobile A_1 et la composante alternative $m I_0$ par un ampèremètre à courant alternatif A_2. Le taux de modulation est alors mesuré par le rapport I_2/I_1 des courants lus sur les ampèremètres.

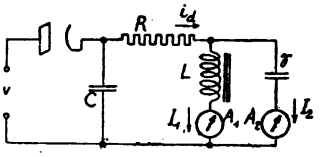


FIG. IX-12.

Pour faciliter le calcul et obtenir un *modulomètre à lecture directe*, il suffit d'opérer à courant porteur constant en réglant le couplage de l'appareil avec la source à étudier de façon à amener l'aiguille de l'ampèremètre A_1 sur un repère fixe. On peut alors graduer directement l'ampèremètre A_2 en valeurs du rapport I_2/I_1, c'est-à-dire en valeurs de m.

— En pratique, cette solution est d'une application difficile en raison du manque de sensibilité des ampèremètres à courant alternatif et est réservée au cas où l'on peut disposer de courants détectés suffisamment intenses, c'est-à-dire au cas où l'on étudie une émission puissante.

— Dans le cas d'un poste de faible puissance, il est préférable de remplacer l'ampèremètre A_2 par un voltmètre, par exemple un voltmètre électronique à *impédance d'entrée pratiquement infinie* en basse fréquence, qui mesure la composante alternative $m U_0$ de la tension détectée aux bornes de R ou une fraction de cette tension. On peut par exemple utiliser le montage de la figure *IX-13* où le voltmètre V mesure la tension aux bornes d'une résistance R' en série avec R ; un condensateur C' shunte cette résistance pour achever l'élimination des composantes à haute fréquence résiduelles et les empêcher d'agir sur le voltmètre V. Enfin, un condensateur γ élimine aux bornes du voltmètre la composante continue de la chute de tension dans R'.

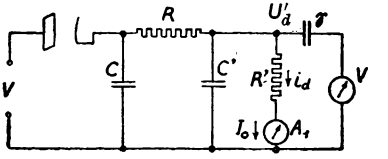


FIG. IX-13.

L'ampèremètre A_1 mesure la composante constante I_0 du courant détecté et le volmètre V la tension $U'_d = m R' I_0$.

On a donc : (12) $$m = \frac{U'_d}{R' I_0}$$

et, si l'on opère à courant I_0 constant, on peut graduer directement le voltmètre en valeurs de m. On obtent ainsi un appareil d'utilisation courante à lecture directe habituellement dénommé « *modulomètre* ».

Conditions de bon fonctionnement. — Pour que la mesure des deux composantes du courant détecté permettent de calculer le taux de modulation, il est indispensable que le courant détecté reproduise fidèlement l'enveloppe de l'onde modulée à étudier. Une première condition à remplir est donc de réaliser une première détection parfaitement linéaire. On peut utiliser par exemple une

diode (fig. *IX-11*, *IX-12* et *IX-13*) à condition de disposer d'une tension d'attaque suffisante pour l'amener à fonctionner dans la région linéaire de sa caractéristique, par exemple de l'ordre d'une dizaine de volts ou davantage.

— Il faut en outre choisir les capacités C et C' de telle sorte que :

a) les composantes résiduelles à haute fréquence du courant détecté soient complètement filtrées et ne puissent agir sur le voltmètre électronique V ;

b) la composante alternative à basse fréquence du courant détecté ne soit pas altérée et puisse être mesurée sans erreur appréciable par le voltmètre V.

Ces deux *conditions contradictoires* peuvent être satisfaites simultanément en choisissant les constantes de temps CR et $C'R'$ grande devant la période de la porteuse et faible devant celle de la modulation, c'est-à-dire en prenant pour C et C' des valeurs telles que :

$$\frac{1}{C'\Omega} \ll R' \ll \frac{1}{C'\omega}$$

$$\frac{1}{C\Omega} \ll R \ll \frac{1}{C\omega}.$$

Dans la gamme des fréquences radioélectriques usuelles et pour une fréquence de modulation basse, par exemple 400 Hz, ces conditions sont en général faciles à satisfaire. Elles sont au contraire d'autant plus difficilement conciliables que l'onde porteuse est plus longue et la fréquence de modulation plus élevée. (Par exemple $F = 100\,000$ Hz et $f = 1\,000$ Hz). Dans ce derniers cas, la méthode peut donner lieu à des erreurs importantes.

— Dans le cas d'une modulation parfaitement sinusoïdale, le voltmètre V peut être d'un type quelconque, pourvu que son impédance d'entrée reste grande devant R' pour ne pas modifier la valeur de la composante alternative de la tension détectée : $U'_d = R'I_0 m$.

Nous verrons plus loin que, dans le cas d'une modulation non sinusoïdale, il y a avantage à utiliser un voltmètre à *détection linéaire* et à *faible constante de temps*.

Cette dernière condition, s'ajoutant à la première, limite l'emploi de la méthode de la double détection au cas des mesures sur des émetteurs suffisamment puissants.

Etalonnage. — Le calcul de m par la formule (12) ne peut fournir la valeur exacte que dans les limites où les capacités C et C' n'introduisent aucune perturbation sur la valeur de la tension à basse fréquence mesurée par le voltmètre V. Or nous venons de voir que le choix de ces capacités peut conduire dans certains cas à un compromis plus ou moins difficile à réaliser, donc à des erreurs de mesure systématiques. Il est alors indispensable, pour éliminer toute incertitude, de procéder à un contrôle ou à un étalonnage direct de l'appareil dans les conditions où il doit être utilisé.

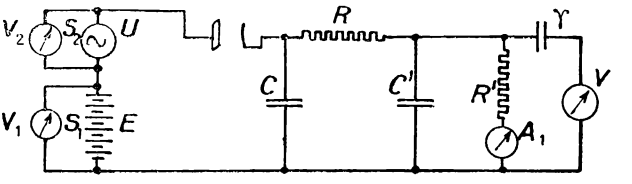


FIG. IX-14.

La méthode la plus simple consiste à alimenter l'ensemble du circuit de charge $CRC'R'$ par un courant ondulé, de caractéristiques connues et de même forme que le courant détecté qui est normalement débité par la valve dans cet

ensemble. On peut par exemple, comme l'indique la figure *IX-14*, faire débiter dans le circuit, *à travers* la diode de détection, une *source* continue S_1 de tension E en série avec une source alternative S_2, *d'amplitude* réglable U et de fréquence égale à celle de la modulation. Puisque l'appareil fonctionne en voltmètre de crête, la tension aux bornes du condensateur de tête C est pratiquement :

$$U \approx E + U \sin \omega t = E \left(1 + \frac{U}{E} \sin \omega t\right).$$

Elle a même forme que la tension provenant de la détection d'une onde à haute fréquence modulée avec la fréquence $\frac{\omega}{2\pi}$ et avec un taux de modulation :

$$m = \frac{U}{E}. \tag{13}$$

On règle la tension continue E de façon à amener l'aiguille de l'ampèremètre A_1 sur le repère correspondant au courant porteur I_0 adopté pour le réglage de l'appareil ; cela fait, on ajuste U de façon à amener l'aiguille du voltmètre V sur la graduation à étalonner et on calcule la valeur correspondante de m par la relation (13).

En mesurant les tensions E et U à l'aide des voltmètres V_1 et V_2, et en faisant varier U dans toute la gamme de fonctionnement du voltmètre V, on peut étalonner entièrement l'appareil en valeur de m.

Si le voltmètre V_2 est gradué en valeurs efficaces, on calcule m par la relation :

$$m = \frac{\sqrt{2}\, U_{\text{eff}}}{E}.$$

Si l'appareil doit être utilisé pour l'étude d'ondes modulées avec des fréquences diverses, il est prudent d'effectuer son étalonnage complet pour diverses fréquences de la source S_2 de façon à mettre en évidence les irrégularités de fonctionnement possibles.

Indicateur de taux de modulation. — Pour contrôler facilement les fluctuations de la profondeur de modulation d'un émetteur radiotéléphonique, on a réalisé des modulomètres sans inertie reposant sur le principe schématisé par la figure *IX-13* et dans lesquels le voltmètre V est remplacé par une lampe à gaz à colonne luminescente de longueur variable avec la tension. On peut alors suivre facilement les modulations de la parole et contrôler en particulier les excès de modulation dus aux éclats de voix en vérifiant que la colonne lumineuse ne dépasse jamais un repère convenablement placé.

Méthode de la variation d'intensité efficace. — L'intensité efficace d'un courant de porteuse I_0, modulé avec un taux m, a pour expression :

$$I_{m\ \text{eff}} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}.$$

Si l'on supprime la modulation, *sans modifier la valeur de la porteuse* I_0, l'intensité efficace devient :

$$I_{p\ \text{eff}} = \frac{I_0}{\sqrt{2}}.$$

et l'on a finalement :

$$m = \sqrt{2\frac{I_{m\,\text{eff}}^2 - I_{p\,\text{eff}}^2}{I_{p\,\text{eff}}^2}}.$$

Il suffit donc en principe de mesurer successivement, *en un même poinl* du circuit, l'intensité efficace I_p en régime permanent et l'intensité efficace I_m en régime modulé pour pouvoir calculer le taux de modulation m.

La précision est médiocre si m reste faible, auquel cas I_m et I_p restent voisins. De plus, cette méthode n'a de sens que si la modulation n'entraîne aucune variation de la porteuse I_0 et si la modulation est sinusoïdale ; elle ne peut donc que fournir un ordre de grandeur du taux de modulation dans le cas d'un émetteur de bonne qualité et fortement modulé.

Méthode d'opposition. — Les méthodes qui précèdent ne sont applicables en pratique que dans les cas d'émetteurs puissants permettant d'obtenir des courants assez intenses pour être mesurés par des ampèremètres à haute fréquence usuels ou des tensions assez fortes pour attaquer directement les plaques d'un oscilloscope ou faire travailler un détecteur à diode dans la région rectiligne de sa caractéristique.

Dans le cas des émetteurs de faible puissance, en particulier dans celui des générateurs étalonnés utilisés pour les mesures en laboratoire, elles deviennent inutilisables par manque de sensibilité ou du fait des distorsions dues à la non linéarité des circuits de mesure, en particulier des détecteurs.

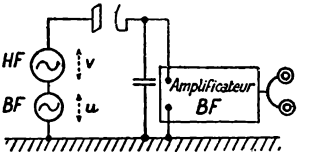


FIG. IX-15.

Nous avons vu plus haut qu'il était possible de comparer directement une onde à haute fréquence modulée et une onde à basse fréquence synchrone de sa modulation et de déduire la valeur du taux de modulation de deux mesures de tension. Toutefois, la méthode de l'oscilloscope indiquée (fig. *IX-9*) n'est pas utilisable pour les sources de faible tension car l'emploi d'un oscilloscope exige alors l'utilisation d'un préamplificateur qui peut amener des distorsions et dont l'amplification peut être différente pour la tension à haute fréquence et pour la tension à basse fréquence de référence.

— Pour tourner la difficulté, on peut combiner cette méthode avec la solution usuelle du détecteur monté schématiquement comme l'indique la figure *IX-15*. A l'entrée du détecteur, suivi d'un amplificateur quelconque à basse fréquence, on fait agir en série la tension à analyser :

$$v = A_0(1 + m \sin \omega t) \sin(\Omega t + \psi)$$

et une tension sinusoïdale de référence à basse fréquence :

$$u = U \sin \omega t$$

synchrone de la modulation de v, *en phase* avec elle et de valeur étalonnée réglable.

Ces deux tensions se combinent pour donner une tension résultante ayant suivant la valeur de U, l'une des formes représentées sur la figure *IX-9*.

On choisit la phase de la tension de compensation U de telle sorte que la polarité des alternances de tension à haute fréquence, relatives au bord redressé (mn sur la figure *IX-9 d), corresponde au sens de passage du courant à travers le détecteur.*

Dès lors, pour une onde à *modulation sinusoïdale*, et *dans les limites où le coude de la caractéristique de détection est assez accentué* pour que le détecteur se comporte pratiquement comme une coupure du circuit pour les alternances de signe contraire, tout se passe comme si l'on recevait une onde *non modulée* dès l'instant où l'on réalise la condition :

$$U = mA_0$$

soit :

$$m = \frac{U}{A_0}.$$

Pour mesurer m, il suffit donc de régler U de façon à obtenir l'extinction de la modulation, c'est-à-dire du son à la sortie de l'amplificateur, et de mesurer le rapport $\frac{U}{A_0}$ à l'aide de voltmètres appropriés connectés aux bornes des sources ou par tout autre moyen. Moyennant un tarage préliminaire, ce rapport peut être réglé également à l'aide d'un affaiblisseur étalonné ; on peut alors réaliser un modulomètre à lecture directe gradué directement en valeur de m (1).

Le résultat obtenu, déduit de mesures relatives effectuées *sans intermédiaire* sur les tensions U et V, est rigoureux *quelles que soient les caractéristiques du détecteur* et de l'amplificateur dont le seul rôle est de déceler l'extinction de la modulation. Il est également valable quelle que soit la profondeur de modulation.

— Cette méthode présente, en pratique, l'inconvénient de nécessiter l'emploi d'une source à basse fréquence synchrone de la modulation et d'un organe de réglage de phase qui permette de la mettre en phase avec la modulation pour obtenir l'extinction complète.

Méthode de comparaison. — Pour éviter les difficultés expérimentales résultant de l'emploi d'une source à basse fréquence synchrone de la modulation de l'onde étudiée et de phase réglable, on peut substituer à la méthode d'opposition précédente une méthode de comparaison d'amplitude, moins rigoureuse que la précédente, mais d'application plus simple.

Avec le montage de la figure *IX-15* et dans les mêmes conditions expérimentales, on opère en deux temps comme suit :

a) La source à basse fréquence u étant éteinte, on fait agir la source à haute fréquence modulée V. On mesure sa porteuse A_0 par un procédé quelconque et on *repère* sa modulation à l'aide d'un indicateur à aiguille connecté à la sortie de l'amplificateur.

b) On coupe la modulation de l'onde à haute fréquence *sans modifier sa porteuse* et on met en service la source à basse fréquence u de fréquence égale à la fréquence de modulation de la tension étudiée. On obtient alors à l'entrée du détecteur une tension combinée de la forme :

$$A_0 \sin(\Omega t + \psi) + U \sin \omega t$$

dont *l'enveloppe*, relative aux alternances à haute fréquence qui correspondent au sens de passage à travers le détecteur, est de la forme :

$$A_0 + U \sin \omega t = A_0\left(1 + \frac{U}{A_0} \sin \omega t\right)$$

c'est-à-dire identique à celle d'une onde modulée de taux $m = \frac{U}{A_0}$.

(1) Procédé de mesures des caractéristiques de modulation d'un générateur à haute fréquence. E. FROMY, *Onde Electrique*, n° 221, août 1945.

Cela fait, on règle l'amplitude U de la tension à basse fréquence de façon à ramener l'indicateur de sortie de l'amplificateur sur sa position repérée en (*a*).

On a alors : $$m = \frac{U}{A_0}.$$

Méthode du battement. — On fait agir l'onde modulée v à étudier à l'entrée d'un récepteur ordinaire comportant un appareil de mesure de la porteuse dans le circuit du détecteur et un appareil de mesure de la modulation à la sortie des étages à basse fréquence. On *repère* sur ces appareils les déviations θ_1 et θ_2 produites par l'onde modulée à étudier et on substitue à cette dernière une onde modulée, de caractéristiques réglables et *étalonnées*, ajustée de façon à reproduire les déviations θ_1 et θ_2 des appareils de mesure.

— On peut opérer comme suit :

— On éteint la source produisant la tension v et on lui substitue à l'entrée du récepteur la tension de sortie u d'un générateur étalonné *non modulé*. On règle le générateur à l'accord du récepteur et on ajuste sa tension à une valeur U_0 produisant la même déviation θ_1 de l'indicateur de porteuse, donc égale à la porteuse A_0 de la tension étudiée V ($U_0 = A_0$).

— Sans éteindre le générateur étalonné, on fait agir à nouveau le signal à étudier, mais en *supprimant sa modulation*. On obtient alors à l'entrée du récepteur l'interférence de deux ondes entretenues donnant lieu à un battement.

On règle la fréquence du générateur étalonné de façon à amener la fréquence du battement à être égale à celle de la modulation de l'onde étudiée.

Enfin, on ajuste la tension étalonnée u à une valeur $U_2 < U_0$ telle que l'indicateur de sortie revienne à sa déviation initiale θ_2.

On a alors réalisé *par battement*, à l'entrée du récepteur, un signal modulé fictif qui a même porteuse et même taux de modulation que le signal primitif à étudier.

Or l'amplitude des oscillations varie périodiquement entre les valeurs maximales et minimales suivantes :

$$A_{max} = A_0 + U_2 = U_0 + U_2$$
$$A_{min} = A_0 - U_2 = U_0 - U_2$$

et le taux de modulation correspondant a pour valeur :

$$m = \frac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}} = \frac{U_2}{U_0}.$$

Il suffit donc de lire sur l'étalonnage du générateur étalonné l'affaiblissement U_2/U_0 pour en déduire directement la valeur de m.

On peut obtenir la lecture directe de m en réalisant l'affaiblissement de u par le seul jeu de l'affaiblisseur continu, gradué de 0 à 10 et maintenu sur sa position 10 au cours de la seconde manœuvre. Dans ce cas, on réalise l'égalité des porteuses $U_0 = A_0$ en agissant sur l'organe de réglage du niveau du générateur étalonné ou sur le couplage avec la source à étudier.

— Cette méthode simple peut être mise en œuvre avec les moyens usuels d'un laboratoire courant ; comme la précédente, elle fournit un résultat déduit de mesures relatives sur des tensions à l'entrée du récepteur et indépendant des caractéristiques du récepteur qui ne sert que d'organe de comparaison.

Par contre, elle n'est plus valable en toute rigueur dans le cas des modulations profondes, car l'enveloppe de modulation d'un battement ne peut être

assimilée à une modulation sinusoïdale que pour les faibles valeurs de m. Dans les conditions usuelles ($m = 30$ %) l'erreur reste pratiquement négligeable. En effet, l'amplitude de l'onde résultant du battement de deux ondes non modulées d'amplitudes U_0 et U_2 et de fréquences F et F' est de la forme :

$$A = \sqrt{U_0^2 + U_2^2 + 2U_0U_2\cos(\Omega' - \Omega)t}$$

$$= U_0\sqrt{1 + \left(\frac{U_2}{U_0}\right)^2}\sqrt{1 + \frac{2\frac{U_2}{U_0}}{1 + \left(\frac{U_2}{U_0}\right)^2}\cos(\Omega' - \Omega)t}$$

qui se réduit pratiquement, si $\frac{U_2}{U_0}$ est petit devant l'unité, à :

$$A \approx U_0\left[1 + \frac{U_2}{U_0}\cos(\Omega - \Omega)t\right]$$

expression d'une onde modulée avec un taux $m = \frac{U_2}{U_0}$.

— Notons enfin que, en pratique, on peut rencontrer des difficultés d'application si les fréquences des deux générateurs sont trop élevées et insuffisamment stables car il devient alors difficile d'obtenir un battement stable à la fréquence de modulation, en principe 400 Hz. Cette difficulté limite l'emploi de la méthode aux fréquences ne dépassant pas quelques mégahertz, dans le cas des générateurs usuels.

3° Mesures de la porteuse d'une onde modulée.

Les méthodes qui viennent d'être indiquées pour la mesure du taux de modulation contiennent plus ou moins explicitement celles de la mesure de la porteuse d'une onde modulée.

La plus simple est celle du voltmètre à lampe à détection linéaire et dont la constante de temps est petite devant la période de modulation. Cet appareil mesure automatiquement, comme on l'a déjà vu, la valeur de la porteuse, quel que soit le taux de modulation ; il peut être constitué éventuellement par un récepteur comportant un indicateur de niveau dans le circuit du détecteur et taré par substitution à l'entrée d'une tension étalonnée non modulée.

Les méthodes utilisant un oscilloscope cathodique, en permettant de mesurer les amplitudes A_{max} et A_{min}, fournissent également un moyen simple de calculer la porteuse :

$$A_0 = \frac{A_{max} + A_{min}}{2}.$$

4° Mesures du taux de modulation en modulation non sinusoïdale.

Définitions. — Une onde est dite à modulation non sinusoïdale lorsque son enveloppe n'affecte plus la forme d'une sinusoïde parfaite, comme celle de la figure *IX-1*, mais celle d'une fonction périodique quelconque telle que la courbe de la figure *IX-2*. Elle est alors représentée par une relation du type :

$$(14) \qquad A_0[1 + m_1\sin\omega t + m_2\sin(2\omega t + \varphi_2) + m_3\sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots\cdots]\sin(\Omega t + \psi).$$

Comme nous l'avons vu au § B 1°, p. 539 et 540, ce résultat peut être obtenu de deux façons très différentes et qui peuvent avoir des conséquences diverses au cours des mesures.

— On peut tout d'abord avoir un poste de bonne qualité reproduisant fidèlement la tension de modulation, mais appliquer à l'entrée une tension de modulation non sinusoïdale.

Dans ce cas, le facteur k défini au § B 1° est une vraie constante et l'amplitude des oscillations reste une fonction linéaire de la tension de modulation. Les coefficients m_1, m_2, m_3, ... sont proportionnels respectivement aux divers harmoniques de la tension de modulation, donc en définitive à la tension d'attaque. Le taux de distorsion de modulation :

$$\mathfrak{C} = \frac{\sqrt{m_2^2 + m_3^2 + \cdots\cdots + m_n^2}}{m_1}$$

est égal au taux d'harmoniques de la tension de modulation et caractérise, non pas l'émetteur, mais la pureté de cette tension.

— On peut au contraire attaquer l'émetteur à l'aide d'une tension parfaitement sinusoïdale et avoir affaire à un émetteur qui introduit de la distorsion de modulation.

Dans ce cas, le facteur k varie à chaque instant avec la valeur instantanée de la tension u de modulation et l'amplitude des oscillations n'est plus une fonction linéaire de cette tension. Les coefficients m_1, m_2, m_3 ne sont plus proportionnels à U et le taux de distorsion de modulation devient caractéristique de la qualité des circuits de modulation de l'émetteur.

— Enfin, on peut avoir simultanément les deux effets, auquel cas le taux de distorsion d'enveloppe devient une fonction complexe du taux d'harmoniques de la tension d'attaque et du taux de distorsion de l'émetteur. La discrimination des parts revenant à chacune des deux causes étant en général impossible, on s'arrange en pratique pour opérer dans l'un des deux cas simples ci-dessus, en principe le second si l'on veut étudier la qualité de la modulation de l'émetteur.

— Pour toutes les mesures dans lesquelles on se limite à un examen de l'onde produite, les deux types de distorsion donnent des résultats identiques et ne se distinguent pas. Ils donnent lieu au contraire à des effets tout à fait différents lorsqu'on est appelé à comparer l'onde produite à la tension de modulation, par exemple dans le cas de la méthode du trapèze.

— Dans ce qui suit, nous allons examiner l'influence de la distorsion sur les résultats des mesures du taux de modulation à l'aide des diverses méthodes examinées ci-dessus.

Mesures à l'oscilloscope. — *Méthode de l'oscillogramme.* — Imaginons qu'on veuille étudier une onde à modulation non sinusoïdale, par exemple du type représenté par la figure *IX-2*.

S'il n'y avait pas de distorsion, l'enveloppe de modulation serait représentée par les courbes en pointillé et caractérisée par les amplitudes A_{max} et A_{min}.

Lorsqu'il y a distorsion, l'enveloppe affecte, *par exemple*, une forme du type représenté par les courbes en traits pleins. Si l'on veut mesurer le taux de distorsion par la méthode indiquée au § 2°, on mesure successivement sur l'écran les longueurs :

$$\overline{\alpha\beta} > 2A_{max}$$

$$\overline{\gamma\delta} < 2A_{min}$$

et on obtient pour valeur du taux de modulation apparent :

$$m_a = \frac{\overline{\alpha\beta} - \overline{\gamma\delta}}{\overline{\alpha\beta} + \overline{\gamma\delta}}.$$

Dans le cas de la figure, on calcule donc une valeur *erronée par excès,* d'autant plus que la distorsion est plus grande. Pour une autre relation de phase entre les harmoniques et le fondamental, on pourrait au contraire mesurer une valeur trop faible.

En définitive, la méthode de l'oscillogramme fournit seulement une valeur approchée du taux de modulation m_1 du terme fondamental, d'autant moins exacte que la distorsion est plus forte. Elle donne seulement, par observation visuelle, une idée qualitative de l'importance de la distorsion mais sans permettre d'en calculer le taux. Les résultats sont les mêmes quelle que soit la cause de la distorsion.

Méthode du trapèze. — Dans ce cas, il y a lieu de considérer séparément les deux causes possibles de distorsion.

— Lorsqu'on a affaire à un poste fidèle, attaqué par une tension non sinusoïdale, l'amplitude reste dans tous les cas une fonction linéaire de la tension u donc de x, quelle que soit la forme de cette tension. Les crêtes des oscillations verticales à haute fréquence décrivent des droites et l'on obtient encore un trapèze à bords rectilignes du type de la figure *IX-5.* La seule différence apparente avec le cas de la modulation sinusoïdale réside dans l'éclat lumineux de la figure. Nous avons vu que, dans le cas de la modulation sinusoïdale, on obtenait une surface trapézoïdale à éclairement uniforme avec un renforcement d'éclat au voisinage des bases du trapèze. Dans le cas où il y a distorsion de la tension de modulation, le balayage horizontal du spot s'effectue à vitesse variable et l'éclairement n'est plus uniforme ; il apparaît des stries verticales alternativement claires et obscures dont le nombre et les positions dépendent de la forme de la courbe de la tension de modulation.

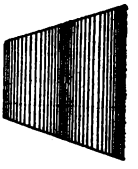


FIG. IX-16.

Par exemple, dans le cas de la figure *IX-2* dont la courbe enveloppe comporte un palier central (vitesse faible) on obtiendrait un trapèze avec une bande lumineuse au centre (fig. *IX-16*).

Sous cette réserve, il n'y a rien de changé à la technique opératoire mais, comme dans le cas de l'oscillogramme et pour les mêmes raisons, la valeur mesurée de m de représente qu'une valeur approchée du taux de modulaion du terme fondamental. L'importance de la distorsion, caractérisée seulement par les stries lumineuses du diagramme, est plus difficilement observable et ne peut être mesurée.

Le principal avantage de cette méthode est de permettre la mesure avec une modulation à fréquence instable ou variable.

— Dans le cas où la tension d'attaque est sinusoïdale et où il y a distorsion dans les circuits de modulation, les stries lumineuses disparaissant (comme dans le cas de la modulation sinusoïdale) mais l'amplitude des oscillations à haute fréquence n'est plus une fonction linéaire de la tension u, donc de l'élongation x. Les crêtes des oscillations verticales à haute fréquence décrivent des courbes de forme quelconque. Par exemple s'il y a saturation, on obtient un diagramme ayant l'aspect de la figure *IX-17 a* ; si une polarisation est mal réglée et fait travailler un tube dans le coude inférieur au lieu d'une région linéaire, on peut avoir un diagramme du type représenté sur la figure *IX-17 b.*

La forme de la figure donne une idée de l'importance de la distorsion et, dans une certaine mesure, de sa cause ; mais elle ne permet pas de la calculer. Dans le cas d'une distorsion importante, le calcul du taux de modulation, qui reste entaaché des mêmes causes d'erreur que précédemment, perd toute signification ; la méthode ne fournit plus qu'une indication qualitative qui peut être précieuse pour la mise au point du circuit de modulation.

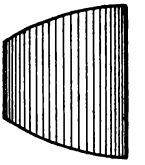


FIG. IX-17 *a*.

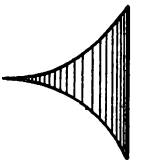


FIG. IX-17 *b*.

Comparaison avec une tension à basse fréquence. — Supposons, suivant la technique indiquée au § 2°, p. 546, que nous superposions sur les plaques de déviation verticale d'un oscilloscope une tension à haute fréquence modulée et une tension à basse fréquence *fournie par un circuit dérivé, alimenté par la source de modulation*, et réglable en amplitude et en phase.

Supposons en outre que les circuits de liaison n'introduisent aucune distorsion et que la tension auxiliaire à basse fréquence ait même forme que la tension de modulation, soit : $u' = \alpha u$. Deux cas sont à considérer suivant le type de distorsion mis en jeu.

— Si le *poste est fidèle* et si la tension de modulation u n'est pas sinusoïdale, l'amplitude de la tension à haute fréquence varie avec le temps suivant une loi de la forme : $A_0(1 + ku)$ et les bords du diagramme résultant sont représentés, dans l'hypothèse d'une relation de phase identique à celle admise pour la figure *IX-9*, par des expressions de la forme :

$$\text{bord supérieur} : y = aA_0 + a(kA_0 + \alpha)u$$
$$\text{bord inférieur} : y = -aA_0 - a(kA_0 - \alpha)u.$$

Si l'on ajuste α de façon que l'on ait : $\alpha = kA_0$, le bord inférieur devient une droite *mn* et le diagramme prend un aspect du type représenté par la figure *IX-9 d* avec cette seule différence secondaire que le bord supérieur n'est plus une sinusoïde.

Quand cette condition est réalisée :

a) la tension auxiliaire, mesurable aux bornes de l'oscilloscope, est de la forme :

$$u' = \alpha\left[U_1 \sin \omega t + U_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + U_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots\right]$$

b) la tension à haute fréquence modulée est représentée par :

$v = A_0(1 + ku)$, avec $k = \dfrac{\alpha}{A_0}$,

soit donc :

$$v = A_0\left[1 + \frac{\alpha U_1}{A_0} \sin \omega t + \frac{\alpha U_2}{A_0} \sin(2\omega t + \varphi_2) + \frac{\alpha U_3}{A_0} \sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots\right].$$

Si l'on connaît les diverses composantes αU_1, αU_2, αU_3..... de la tension auxiliaire (mesurée par exemple à l'aide d'un analyseur d'onde), ou si l'on a mesuré le terme fondamental αU_1 et le taux de distorsion de cette tension, et si l'on a mesuré d'autre part la porteuse A_0 de la tension à haute fréquence, on peut alors calculer les taux de modulation partiels $m_1 = \dfrac{\alpha U_1}{A_0}$, $m_2 = \dfrac{\alpha U_2}{A_0}$ ..... ou le

taux de distorsion d'enveloppe de l'onde modulée, égal au taux de distorsion de la tension de modulation U.

Si, au contraire, la tension de modulation est sinusoïdale et si le *circuit de modulation* de l'émetteur introduit de la *distorsion*, les tensions de balayage de l'oscilloscope ont respectivement pour expression :

$$u = U \sin \omega t$$

$$v = A_0\left[1 + m_1 \sin \omega t + m_2 \sin (2\omega t + \varphi_2) + m_3 \sin (3\omega t + \varphi_3) + \cdots\right]$$

et l'équation du bord inférieur de l'oscillogramme de la figure *IX-9* devient :

$$y = -aA_0\left[1 + \left(m_1 - \frac{U}{A_0}\right)\sin \omega t + m_2 \sin (2\omega t + \varphi_2) + m_3 \sin (3\omega t + \varphi_3) + \cdots\right].$$

En donnant à U la valeur particulière :

$$U = m_1 A_0 \tag{15}$$

on *annule le terme fondamental seul* ; l'équation du bord inférieur se réduit à :

$$y = -aA_0\left[1 + m_2 \sin (2\omega t + \varphi_2) + m_3 \sin (3\omega t + \varphi_3) + \cdots\right]$$

et le diagramme prend l'aspect de la figure *IX-18*. Il diffère de la figure *IX-9 d* par le fait que le bord inférieur n'est plus une droite *mn*, mais une courbe sinueuse qui représente le *spectre harmonique de la modulation* de l'onde à haute fréquence.

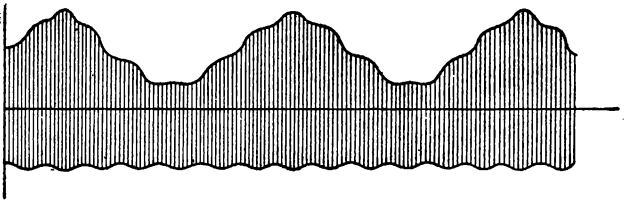


FIG. IX-18.

En résumé, à l'extinction du terme fondamental, la méthode permet de mesurer par la relation 15 la valeur du taux de modulation relatif au terme fondamental et de faire apparaître le spectre des harmoniques de modulation. Elle fournit donc un moyen d'apprécier à la vue l'importance de la distorsion mais elle ne permet pas de mesurer le taux de distorsion d'enveloppe.

— Plus généralement, et sans faire d'hypothèse sur la cause de la distorsion de la modulation, si l'on fait agir à l'entrée d'un oscilloscope une onde à haute fréquence modulée et une tension *sinusoïdale* à basse fréquence synchrone de la modulation, on peut obtenir un diagramme de la forme de la figure *IX-18* en réglant le niveau et la phase de la tension à basse fréquence. On peut alors calculer le taux de modulation relatif au terme fondamental et apprécier qualitativement sur l'oscillographe la composition du spectre harmonique de la modulation.

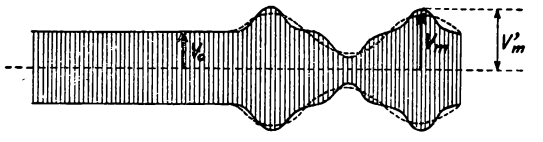


FIG. IX-19.

Mesure au voltmètre de crête. — Dans le cas où il y a de la distorsion de modulation, la figure *IX-10* prend un aspect tel que celui de la figure *IX-19*

Il est facile de voir que le voltmètre de crête mesure alors une tension de pointe V'_m différente de l'amplitude V_m du terme fondamental, d'autant plus que la distorsion est plus importante.

Le taux de modulation calculé :

$$m' = \frac{V'_m - V_0}{V_0}$$

est alors entaché d'une erreur du même ordre de grandeur que celle qui résulte de la mesure par la méthode du trapèze ou de l'oscillogramme et variable avec l'amplitude et la phase des harmoniques de modulation. En outre, cette méthode aveugle ne permet pas d'apprécier, même qualitativement, l'importance de la distorsion ; elle donne de ce fait des résultats très incertains dès que l'onde étudiée n'est plus sinusoïdale.

Mesure par la double détection. — Si la première détection est bien linéaire et si les constantes de temps CR et $C'R'$ (fig. *IX-13*) sont correctement choisies, le courant détecté i_d traversant la résistance R' a exactement même forme que l'enveloppe de la tension à haute fréquence, soit (14) :

$$i_d = I_0\left[1 + m_1 \sin\omega t + m_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + m_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots\right].$$

La tension alternative aux bornes de la résistance R', mesurée par le voltmètre V, est alors une tension non sinusoïdale d'expression :

$$u'_d = R' I_0\left[m_1 \sin\omega t + m_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + m_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots\right].$$

Le résultat de la mesure, donc de la valeur calculée du taux de modulation :

$$m' = \frac{U'_d}{R' I_0}$$

dépend du type du voltmètre utilisé, comme dans tous les cas où l'on veut mesurer une tension alternative non sinusoïdale .(chap. I, § D 1°, p. 77).

— Si le voltmètre est quelconque, la valeur de U'_d lue sur l'appareil est une fonction complexe de tous les termes harmoniques de la tension détectée et le calcul de m' perd toute signification. Pour mesurer effectivement les taux de modulation m_1, m_2, m_3, ... correspondant à chacun des termes harmoniques de la modulation, il faudrait utiliser un voltmètre qui permette de mesurer séparément chacun des termes harmoniques de la tension détectée, par exemple un voltmètre sélectif du type utilisé pour l'analyse harmonique d'une tension non sinusoïdale (chap. III, § C 4°, p. 244).

— Pratiquement, on utilise simplement un voltmètre linéaire à faible constante de temps qui, en première approximation, mesure le terme fondamental de la tension détectée (chap. I, § D, 1°, p. 58). *L'appareil mesure alors directement et uniquement le taux de modulation m_1 relatif au terme fondamental* de la modulation. Nous verrons plus loin que la méthode de la double détection permet également de mesurer le taux de distorsion de modulation, contrairement aux précédentes ; *elle constitue donc une méthode complète d'analyse de la modulation,* sous la seule réserve que la tension à analyser ait une amplitude suffisamment grande pour qu'on puisse obtenir réellement des détections linéaires.

Mesure par la méthode d'opposition. — La méthode d'opposition n'est que le prolongement de la méthode de comparaison à l'oscilloscope d'une onde à haute fréquence modulée et d'une tension à basse fréquence dans laquelle on a remplacé l'oscilloscope par un détecteur et un amplificateur qui permettent

d'opérer sur des tensions de niveau plus faible. Ses propriétés se déduisent donc de celles de cette méthode exposées plus haut.

— Si l'on a affaire à une tension de modulation non sinusoïdale attaquant un *émetteur fidèle* et si l'on oppose à l'entrée du détecteur la tension à haute fréquence modulée à une fraction de la tension de modulation, réglable en amplitude et en phase, on peut obtenir un zéro complet. La mesure des caractéristiques de la tension de modulation fournit celles de l'onde modulée.

— Dans le cas au contraire d'une *tension de modulation sinusoïdale* et d'un *émetteur donnant lieu à distorsion*, ou dans le cas plus général d'une *onde à modulation non sinusoïdale* quelconque, on oppose à l'entrée du détecteur la tension à haute fréquence modulée et une tension à basse fréquence *sinusoïdale* et réglable en amplitude et en phase. En ajustant cette tension de façon à satisfaire la condition (15) on obtient *l'extinction du terme fondamental* seul, comme dans le cas d'un pont d'impédances, et la mesure du rapport $\frac{U}{A_0}$ fournit la valeur du taux de modulation m_1 relatif au terme fondamental. Il reste alors des courants provenant de la détection des harmoniques de modulation et on peut comme nous le verrons plus loin, mesurer le taux de distorsion de modulation.

Cette méthode est donc également susceptible de permettre une analyse complète de la modulation ; elle a sur la précédente l'avantage de mettre hors de cause les caractéristiques du détecteur et d'être utilisable avec des tensions faibles faisant travailler le détecteur dans des régions non linéaires.

Mesure par la méthode du battement. — La méthode du battement n'est qu'une forme particulière de la méthode de la double détection dans laquelle :

— les circuits de détection sont remplacés par le récepteur ;

— l'étalonnage est réalisé à partir du réglage du générateur à haute fréquence produisant le battement.

Ses propriétés sont les mêmes. Si l'on a soin d'utiliser un récepteur à détection linéaire et de placer à la sortie des étages à basse fréquence un voltmètre à redresseur linéaire et à faible constante de temps mesurant pratiquement le terme fondamental de la tension de sortie, l'étalonnage de l'ensemble fournit la valeur du taux de modulation m_1 du terme fondamental.

On pourrait avoir en outre, une idée de la distorsion de modulation de l'onde étudiée en mesurant le taux d'harmoniques du courant de sortie du récepteur, sous réserve que la distorsion propre du récepteur soit nettement plus faible que celle de la modulation.

Comparée à la précédente, cette méthode doit être considérée comme une solution simplifiée et *approchée*, suffisante pour la plupart des contrôles usuels mais insuffisante pour effectuer une analyse complète de la modulation.

— Des résultats comparables sont obtenus par la méthode de comparaison de la modulation à une tension étalonnée à basse fréquence.

Conclusions. — Les considérations qui précèdent font apparaître la complexité des mesures de taux de modulation dès l'instant où l'on n'a plus affaire à une modulation parfaitement sinusoïdale, c'est-à-dire dans tous les cas usuels. La difficulté rencontrée est de même nature que celle que l'on rencontre pour la mesure d'une tension non sinusoïdale.

Le résultat pratique est que, si l'on opère sans discernement, les diverses méthodes examinées ci-dessus peuvent donner des chiffres en apparence très discordants.

Seules, la méthode de la double détection dans le cas des tensions suffisamment grandes, sous réserve de prendre des précautions en ce qui concerne les caractéristiques des détecteurs, et la méthode de zéro ou d'opposition sont susceptibles de fournir des valeurs bien définies et de permettre une analyse complète de la modulation. Toutes les autres méthodes ne fournissent, par leur principe même, que des résultats approchés d'autant plus incertains que la distorsion de modulation est plus grande.

— Enfin, toutes les méthodes qui se limitent à l'analyse de l'enveloppe de modulation de l'onde émise ne permettent pas de discriminer, dans la distorsion apparente, la part qui revient à la source de modulation et celle qui provient de l'émetteur. Pour effectuer cette discrimination, il est nécessaire de mettre en œuvre une méthode qui effectue la comparaison entre la tension de modulation et l'enveloppe de modulation de l'onde émise.

5° Mesures des distorsions de modulation.

Courbe de fidélité d'un émetteur. — Si l'on applique à l'entrée d'un émetteur une tension de modulation sinusoïdale et si les circuits de modulation sont fidèles, on obtient une onde à modulation sinusoïdale dont le taux de modulation est proportionnel à l'amplitude U de la tension de modulation (§ B 1°, p. 538). Inversement, s'il y a distorsion de modulation, on obtient une onde à modulation non sinusoïdale et le taux de modulation correspondant au terme fondamental n'est plus proportionnel à U.

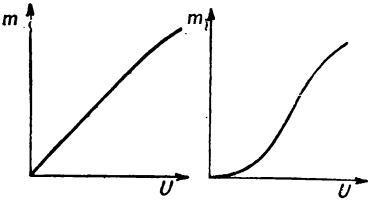


FIG. IX-20 *a*. FIG. IX-20 *b*.

— Pour étudier la fidélité d'un émetteur, on peut donc attaquer le circuit de modulation par une tension sinusoïdale de niveau réglable et mesurer le taux de modulation de l'onde à haute fréquence modulée correspondant à diverses valeurs de U.

Si l'émetteur est fidèle, la courbe $m = f(U)$ est une droite, comportant éventuellement une légère courbure pour les grandes valeurs de U (fig. *IX-20 a*) ; s'il y a distorsion, la courbe obtenue a une forme quelconque (fig. *IX-20 b*).

— Pour déterminer une fidélité de modulation mesurable, il suffit de s'imposer que l'écart relatif $\frac{\Delta m}{m}$ entre la courbe relevée et la droite théorique ne dépasse pas une certaine valeur dans une gamme donnée de profondeur de modulation ; dans les bons émetteurs cette valeur reste faible. Par exemple, dans les émetteurs de radiodiffusion, l'écart ne doit pas dépasser 0,05 Np (0,43 dB) pour un taux de modulation de 80 %.

— La méthode utilisée pour mesurer le taux de modulation peut être quelconque *a priori* si la modulation est fidèle. Dans le cas contraire, il est préférable d'utiliser une méthode qui fournisse un résultat bien défini, par exemple la méthode de la double détection ou la méthode de zéro.

— Ce mode opératoire point par point présente l'inconvénient de conduire à des opérations pratiques assez longues et de ne fournir un renseignement sur la modulation qu'après exécution de toutes les mesures. Au cours des réglages d'un émetteur, il est plus commode de disposer d'une méthode d'essais à contrôle instantané. L'oscilloscope cathodique fournit, là encore, une solution intéressante en le jumelant avec un circuit à double détection du type de la figure *IX-13*.

On connecte ses plaques de déviation verticale (ou les bornes d'entrée de l'amplificateur correspondant) aux lieu et place du voltmètre V de façon à obtenir un valayage vertical proportionnel à la tension détectée U'_d. On applique d'autre part sur les plaques de déviation horizontale une tension synchrone de la tension de modulation et *réglable en phase*. On obtient ainsi une figure de Lissajous qui se réduit à une ligne simple, si la tension de balayage est en phase avec la modulation de la tension à haute fréquence. Cette ligne est une droite (fig. *IX-21 a*) si l'émetteur est fidèle et une courbe quelconque dans le cas contraire (fig. *IX-21 b*).

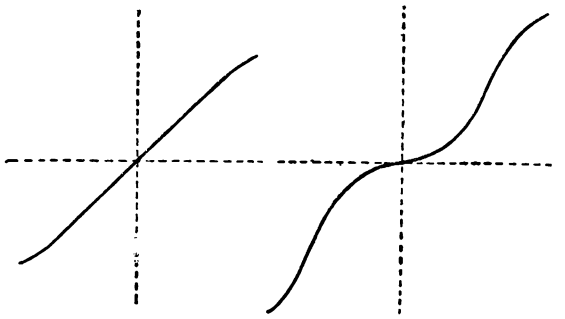


FIG. IX-21 *a*. FIG. IX-21 *b*.

Cette méthode n'est en fait, qu'une forme particulière de la méthode du trapèze dans laquelle on a supprimé la porteuse de l'onde à haute fréquence. Les mêmes résultats seraient obtenus en observant la forme des bords du trapèze (fig. *IX-16* et *IX-17*).

Mesure du taux de distorsion harmonique de modulation. — Parmi les méthodes de mesure du taux de modulation examinées ci-dessus, deux peuvent être utilisées pour la mesure du taux de distorsion de modulation.

Méthode de la double détection. — *Si l'on dispose d'une tension à haute fréquence d'amplitude suffisante* pour obtenir une *détection linéaire*, le courant détecté qui traverse la résistance R' d'un montage à double détection (fig. *IX-13*) reproduit fidèlement l'enveloppe de l'onde à haute fréquence à analyser. Il est donc de la forme :

$$i_d = I_0\left[1 + m_1 \sin \omega t + m_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + m_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots\right].$$

Pour déterminer les valeurs des taux de modulation $m_1, m_2, m_3, \ldots\ldots$ de l'onde à étudier, il suffit donc de faire l'analyse harmonique du courant détecté ou de la tension u'_d correspondante aux bornes de R'.

Si l'on veut mesurer simplement le taux de distorsion de modulation (§ B 1°, p. 540), il suffit de mesurer le taux d'harmoniques de la tension détectée u'_d par l'une des méthodes indiquées au chapitre III, § C 4°, p. 245.

La seule difficulté rencontrée réside dans l'adaptation des impédances du circuit et du pont utilisé. Comme les résistances R et R' sont toujours très grandes, il est avantageux d'utiliser un distorsiomètre à impédance d'entrée infinie (fig. *III-53*, p. 253), que l'on connecte simplement aux lieu et place du voltmètre V.

Méthode d'opposition. — Dans le cas où l'on doit effectuer la mesure sur un *émetteur de faible puissance*, il est préférable d'utiliser la méthode d'opposition dont les résultats sont sensiblement indépendants des caractéristiques du détecteur (p. 553, fig. *IX-15*).

On applique à l'entrée du détecteur, en série, la tension à haute fréquence modulée à étudier :

$$v = A_0\left[1 + m_1 \sin \omega t + m_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + m_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots\right] \sin(\Omega t + \psi)$$

et la tension de référence sinusoïdale à basse fréquence :

$$u = U \sin \omega t.$$

Lorsqu'on a effectué le réglage :

$$U = m_1 A_0$$

tout se passe comme si l'on avait une onde à haute fréquence dont la modulation se réduirait au spectre harmonique de la modulation réelle, donc de la forme :

$$v' = A_0\left[1 + m_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + m_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots\right] \sin(\Omega t + \psi).$$

En admettant que, pour cette modulation résiduelle peu profonde, le détecteur ait un fonctionnement pratiquement linéaire, le signal à la sortie de l'amplificateur est de la forme :

$$S_1 = M A_0\left[m_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + m_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots\right]$$

où M est une constante de l'amplificateur.

En appliquant à l'entrée du récepteur une tension à basse fréquence d'amplitude connue et réglée de façon à obtenir le même signal de sortie, on pourrait en déduire la valeur efficace des harmoniques de modulation de la tension à haute fréquence et calculer le taux de distorsion de modulation correspondant.

On peut encore, plus simplement, opérer de la façon suivante :

a) On règle la phase et l'amplitude U de la tension de compensation de façon à éteindre le terme fondamental. On en déduit le taux de modulation correspondant :

$$m_1 = \frac{U}{A_0}.$$

b) On règle le gain de l'amplificateur de façon à *repérer* la *valeur efficace* du signal de sortie correspondant aux harmoniques de modulation :

$$S_1 = M A_0\left[m_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + m_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots\right].$$

c) Cela fait, on supprime la tension de compensation à basse fréquence de façon à rétablir la modulation de taux m_1 étalonné dans la première opération.

Si l'on peut admettre que le fonctionnement du détecteur reste linéaire, le signal de sortie de l'amplificateur devient pratiquement :

$$S_2 \approx M A_0\left[m_1 \sin \omega t + m_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + m_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \cdots\right].$$

Pour calculer le taux de distorsion harmonique de modulation, il suffit alors de faire le rapport des *valeurs efficaces* des signaux de sortie S_1 et S_2.

Pratiquement, pour éviter la saturation de l'amplificateur au moment où l'on rétablit la modulation principale, on peut utiliser le montage de la figure *IX-22* qui diffère du montage de la figure *IX-15* par l'adjonction d'un affaiblisseur étalonné, connecté à la sortie du détecteur avant l'amplificateur, et le remplacement des écouteurs par un *indicateur quadratique* mesurant *la valeur efficace* du signal de sortie S.

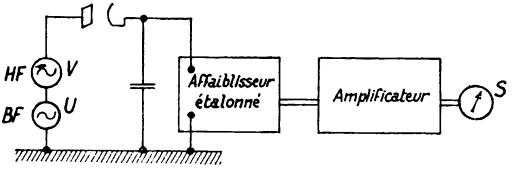


FIG. IX-22.

On opère alors comme suit :

a) Après avoir éteint la modulation fondamentale et mesuré m_1, on place l'affaiblisseur au maximum de sensibilité (affaiblissement nul) et on règle le gain de l'amplificateur de façon à obtenir à la sortie une déviation θ de l'appareil indicateur.

b) On rétablit la modulation fondamentale en supprimant la tension u et on agit sur l'affaiblisseur de façon à ramener l'aiguille de l'indicateur de sortie sur sa position initiale θ. L'affaiblissement lu sur l'affaiblisseur représente le rapport des valeurs efficaces des composantes harmoniques de la modulation et de la modulation totale c'est-à-dire le taux de distorsion d'enveloppe de l'onde à étudier. On peut alors graduer l'affaiblisseur en valeur du taux et réaliser un dispositif de mesure à lecture directe du taux de distorsion de modulation d'une onde à haute fréquence modulée.

— En pratique, pour éviter les perturbations éventuelles dues à l'action des résidus à haute fréquence sur l'indicateur de sortie, il est avantageux de réaliser un filtrage énergique des courants avant l'entrée dans la chaîne à basse fréquence A cet effet, on peut par exemple utiliser le montage de la double détection (fig. *IX-13*) dans lequel on remplace le voltmètre V par la chaîne de mesure

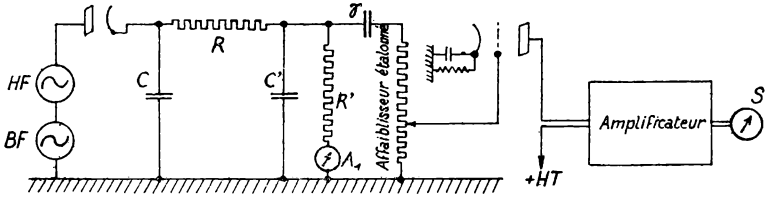


FIG. IX-23.

à basse fréquence. Le montage complet prend alors la forme de la figure *IX-23* qui permet de mesurer toutes les caractéristiques de la modulation de l'onde à haute fréquence, l'ampèremètre A_1 pouvant être utilisé pour comparer ou mesurer les tensions A_0 et U (1).

Mesures des bruits de fond. — Les bruits de fond et les modulations résiduelles constituent des modulations parasites de faible profondeur qui se superposent à la modulation principale au même titre que les harmoniques de modulation. Ils peuvent se mesurer comme ces derniers à l'aide du montage de la figure *IX-23*.

La source à basse fréquence étant éteinte, on fait agir la source à haute fréquence seule et *sans modulation*. S'il a des modulations résiduelles, la détection fait apparaître des faibles courants à basse fréquence qui agissent sur l'indicateur de sortie S. On repère ces courants, comme les harmoniques de modulation au paragraphe précédent, en plaçant au zéro l'affaiblisseur étalonné et en réglant le gain de l'amplificateur de façon à amener l'indicateur S sur un repère θ.

Cela fait, on rétablit une modulation connue de la source à haute fréquence et on ramène l'indicateur S sur son repère θ en agissant sur l'affaiblisseur étalonné. L'affaiblissement lu sur l'affaiblisseur représente le niveau des modulations résiduelles, exprimé en fonction de la modulation principale. On l'évalue en centièmes ou en décibels en dessous d'une modulation de caractéristiques déterminées. En général, on prend comme référence une modulation à 800 Hz et à 80 %. Par exemple, pour une émission de bonne qualité, on s'imposera un

(1) Procédé de mesures des caractéristiques de modulation d'un générateur à haute fréquence. E. FROMY *Onde Electrique*, n° 221 août 1945.

niveau de bruit de 60 dB au-dessous du signal produit par une modulation à 800 Hz et à 80 %.

— Dans le cas où les bruits de fond sont relativement importants, ils se superposent aux harmoniques de modulation et viennent perturber la mesure du taux de distorsion d'enveloppe. Le montage de la figure *IX-23* permet la discrimination des signaux parasites en opérant comme suit :

a) On module la source à haute fréquence avec un taux de modulation m de l'ordre de 80 % et on règle la source à basse fréquence de façon à éteindre le terme fondamental. Tout se passe alors comme si l'on avait une onde à haute fréquence de la forme :

$$v = A_0[1 + y + z] \sin(\Omega t + \psi)$$

où y est une fonction périodique du temps qui représente les harmoniques de modulation et z une fonction périodique quelconque qui représente les bruits de fond.

b) On place l'affaiblisseur au maximum de sensibilitè et on règle le gain de l'amplificateur de façon à amener l'indicateur de sortie S sur une graduation repère θ liée aux fonctions y et z par une relation de la forme (déviation quadratique) :

$$\theta = p A_0^2 [Y_{\text{eff}}^2 + Z_{\text{eff}}^2] \tag{16}$$

où p est une constante de l'amplificateur et où Y_{eff} et Z_{eff} représentent respectivement les valeurs efficaces des harmoniques de modulation et des modulations résiduelles.

c) On coupe la source à basse fréquence de façon à rétablir la modulation principale de taux m connu $\left(\text{ou mesuré par le rapport } \frac{U}{A_0}\right)$ et on ramène l'indicateur S sur son repère θ en réglant l'affaiblisseur étalonné à une certaine valeur α lue sur le cadran et exprimée en nombre fractionnaire. En admettant que les modulations harmoniques et résiduelles soient faibles devant la modulation principale de valeur efficace $\frac{m A_0}{\sqrt{2}}$, on a alors :

$$\theta = p\left(\frac{m A_0}{\sqrt{2}} \alpha\right)^2.$$

On en déduit, en comparant à la relation (16) :

$$\alpha^2 = \left(\frac{Y_{\text{eff}}\sqrt{2}}{m}\right)^2 + \left(\frac{Z_{\text{eff}}\sqrt{2}}{m}\right)^2.$$

— Dans cette expression :

1° le terme $\mathfrak{G} = \frac{Y_{\text{eff}}\sqrt{2}}{m}$ représente le taux de distorsion harmonique de modulation ;

2° le terme $\beta = \frac{Z_{\text{eff}}\sqrt{2}}{m}$ représente le taux de modulation résiduelle ou de bruit;

3° le terme α représente le taux global de modulations parasites mesuré ci-dessus et lu sur l'affaiblisseur.

On a donc finalement *en exprimant tous les taux en centièmes* :

$$\mathfrak{G} = \sqrt{\alpha^2 - \beta^2}.$$

Si l'on a mesuré au préalable β comme il est dit plus haut, on en déduit la valeur de $\mathfrak{G}$.

Mesure de la distorsion en fréquence de modulation. — S'il y a distorsion en fréquence de modulation, le taux de modulation pour une fréquence de modulation donnée reste proportionnel à la tension de modulation ; mais, si l'on opère à tension de modulation constante, il varie avec la fréquence de cette tension.

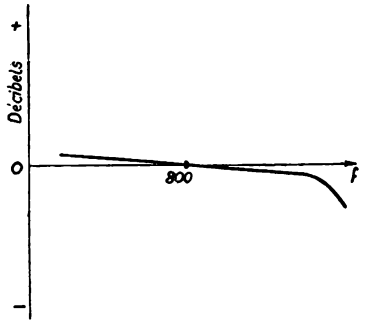


FIG IX-24.

Pour étudier la distorsion en fréquence, on fait donc varier la fréquence de modulation f en maintenant à une valeur constante la tension de modulation U, et on mesure le taux de modulation correspondant à différentes valeurs de f.

Si la distorsion harmonique est négligeable, la mesure peut être faite par l'une quelconque des méthodes indiquées ci-dessus. Dans le cas contraire on utilise de préférence une méthode qui élimine les incertitudes correspondantes, par exemple la double détection ou la méthode d'opposition.

Il est d'usage de prendre comme référence le taux de modulation correspondant à une fréquenne de modulation de 800 ou 1 000 Hz et de présenter les résultats des mesures sous forme d'une courbe qui exprime la loi de variation en fonction de la fréquence de modulation f du rapport $\frac{m_f}{m_{800}}$ exprimé en décibels. La courbe obtenue affecte en général une forme du type indiqué sur la figure *IX-24*.

Pour exprimer par un chiffre la distorsion en fréquence, on fixe une limite à l'écart maximum à ne pas dépasser dans une gamme de fréquence donnée. Par exemple, pour un émetteur de radiodiffusion, on impose que le taux de modulation doit rester constant à $\pm$ 0,43 dB ($\pm$ 0,05 Np) pour les fréquences de modulation comprises entre 200 et 5 000 Hz.

— On peut également, comme dans le cas de la courbe de fidélité, faire apparaître la courbe $m = \varphi(f)$ sur l'écran d'un oscilloscope.

A cet effet, la fréquence de modulation est rendue variable périodiquement soit par le jeu d'un condensateur tournant connecté en parallèle sur le circuit oscillant de l'oscillateur de modulation, soit par un dispositif hululeur quelconque (chap. I, § B 2°, p. 35), par exemple un tube à réactance variable du type utilisé pour le tracé automatique à l'oscilloscope des courbes de résonance (chap. XI, § C 3°, p. 699).

Les plaques de déviation verticale de l'oscilloscope sont connectées à la sortie d'un dispositif à double détection et le balayage horizontal est synchronisé sur les variations de fréquence de la modulation.

C. — MESURES DE FRÉQUENCE D'UN ÉMETTEUR

1° Généralités et définitions.

— En principe, les mesures de fréquence dans le cas d'un émetteur ne se distinguent en rien d'une mesure de fréquence sur une source quelconque de courant à fréquence radioélectrique. En pratique, cependant, certaines consi-

dérations annexes, imposées par les conditions d'utilisation, conduisent à examiner le problème sous un jour particulier et à mettre en œuvre des modes opératoires spéciaux.

— Étant données les conditions de trafic usuel, on exige actuellement d'un émetteur, en ce qui concerne sa fréquence, deux qualités fondamentales : l'exactitude de l'étalonnage et la stabilité de la fréquence. A chacune de ces qualités correspondent des techniques de mesures appropriées.

Exactitude d'étalonnage. — Pour éviter les brouillages entre émissions voisines, permettre un repérage certain des divers émetteurs et assurer la sécurité des liaisons radioélectriques, il est indispensable que la fréquence des émetteurs de trafic soit connue avec une grande précision et maintenue avec une faible tolérance à une valeur déterminée par les règlements en vigueur. La précision imposée est toujours meilleure que 1/1 000 ; elle peut atteindre 1/10 000 ou descendre à des valeurs plus faibles encore dans le cas des ondes communes.

La mesure de la fréquence d'un émetteur est donc *a priori* une mesure de précision ; elle nécessite l'emploi d'une méthode hétérodyne utilisant comme base un étalon à quartz.

Stabilité. — Indépendamment de l'exactitude de la fréquence moyenne en régime permanent, nécessaire à la sécurité des liaisons, il est indispensable qu'il n'y ait aucune fluctuation lente ou rapide de la valeur instantanée de la fréquence susceptible de nuire à la qualité de la réception. Or, en pratique, il existe de nombreuses causes de variations accidentelles de fréquence, en particulier les suivantes :

Dérive. — Au moment de la mise en route d'un émetteur et pendant les premiers temps de son fonctionnement, on constate presque toujours une variation lente de la fréquence due en majeure partie à l'échauffement des divers organes de l'émetteur dont les caractéristiques influent sur la fréquence : inductances, capacités, tubes, sources, etc., en particulier dans l'étage pilote.

Si le poste est bien étudié, ces variations restent très faibles ; par contre, sur des émetteurs très poussés et très ramassés, comme les émetteurs d'avion, elles peuvent atteindre des valeurs notables si l'on ne prend pas des précautions particulières. On utilise parfois des dispositifs correcteurs, tels qu'un condensateur dont la capacité varie en fonction de la température du poste, pour réaliser une compensation de la dérive due aux variations des organes constituant l'émetteur.

En général, pour un émetteur non compensé, la dérive se produit toujours dans le même sens et la valeur de la fréquence tend vers une limite au bout d'un temps de l'ordre de l'heure en service permanent. Dans le cas où l'on utilise un organe compensateur réalisant la compensation exacte pour une certaine température de régime, la dérive change de sens au cours de la période de stabilisation ; on s'arrange pour qu'elle soit pratiquement nulle en régime permanent.

Manipulation. — Lorsqu'on ouvre et ferme le manipulateur d'un poste émetteur, on produit une variation importante du régime de fonctionnement de certains étages, en particulier des étages de puissance. Il peut en résulter des variations de certains réglages, par exemple des tensions des sources ou des tensions de polarisation, intervenant plus ou moins efficacement sur la fréquence des oscillations. Dès lors, comme ces variations de régimes ont obligatoirement une certaine constante de temps, il se produit un glissement de

fréquence pendant la période transitoire correspondant au passage d'un régime à l'autre à chaque fermeture du manipulateur.

Dans le cas d'une réception hétérodyne cet effet produit, au début de chaque trait ou point de manipulation, une variation de note, qu'on désigne souvent sous le nom de « *piaulement* » et qui nuit à la netteté de la signalisation.

Modulation. — La modulation peut entraîner des effets du même genre puisqu'on est conduit, pour moduler, à faire varier des polarisations sur certains étages.

Les perturbations peuvent se présenter sous deux formes différentes.

Tout d'abord le seul fait de mettre en service les circuits de modulation, donc de manœuvrer le commutateur « entretenue-modulée », peut produire une variation permanente de la fréquence de l'émetteur. De plus, il peut arriver que la variation de fréquence soit fonction du niveau du courant de modulation. On obtient alors une fluctuation continuelle, ou *scintillation*, de la fréquence porteuse de l'émetteur au rythme de la modulation, c'est-à-dire du niveau sonore de la parole transmise.

En second lieu, la modulation d'amplitude peut également provoquer une modulation de fréquence, la fréquence instantanée de l'émetteur variant alors périodiquement avec la fréquence de la modulation.

Ces deux effets, surtout le second, introduisent des distorsions qui peuvent être importantes et élargissent le spectre occupé par l'émission. Dans les bons émetteurs on s'efforce de les rendre très faibles.

Alimentation. — Des variations de tension des sources d'alimentation peuvent entraîner des variations de la fréquence porteuse.

Vibrations mécaniques. — Des vibrations mécaniques intenses, telles que celles que l'on rencontre à bord d'avion, peuvent produire des variations périodiques des caractéristiques électriques de certains organes : tubes, capacités inductances... et par leur intermédiaire provoquer des variations de fréquence de l'émetteur. Ces variations, ayant la fréquence en général basse et le rythme des vibrations mécaniques, donnent lieu à la réception à des modulations du signal ou à des ronflements qui déforment ou couvrent la parole.

Les vibrations mécaniques se propagent par les supports ou par l'air ambiant (effets microphoniques) ; pour en atténuer les effets, on s'efforce de réaliser les organes sensibles sous une forme très rigide. De plus, on les isole acoustiquement en les fixant sur des supports élastiques ou en les protégeant par des capots amortisseurs.

Pour étudier en laboratoire l'effet des vibrations mécaniques, on place les appareils sur une table vibrante dont les oscillations ont une amplitude voisine de 0,5 mm. La fréquence des vibrations est en général de l'ordre de 10 à 50 Hz.

Réglages particuliers. — Les modes d'utilisation ou les réglages divers d'un émetteur peuvent également provoquer des variations de fréquence systématiques ou accidentelles. Par exemple, dans le cas d'un émetteur d'avion on peut avoir des variations dues aux réglages de la longueur de l'antenne ou de la puissance, ou à la mise en service des encliquetages mécaniques d'ondes repérées, ou des dispositifs d'émissions simultanées sur plusieurs longueurs d'onde, etc.

— Toutes ces causes de variations de fréquence sont évidemment préjudiciables à la bonne qualité des liaisons radioélectriques et, dans le cas des émetteurs soignés, on cherche à les éliminer le plus possible. Dans ce but, il est nécessaire de pouvoir les contrôler et les mesurer.

En général, on impose que les variations soient sensiblement plus faibles que la tolérance admise pour l'exactitude, par exemple de l'ordre de 1/10.

Dans ces conditions, et compte tenu du caractère transitoire ou irrégulier des variations à évaluer, la mesure est plus complexe que celle de la fréquence moyenne et nécessite la mise en œuvre d'un appareillage et d'une technique opératoire spécialement conçus.

2° Méthodes de mesure.

Exactitude d'étalonnage. — Le problème est ici le même que celui de la mesure de la fréquence d'une source quelconque à fréquence radioélectrique. Le procédé de mesure à utiliser est de l'un des types décrits au chapitre VII ; son choix est guidé ou imposé par les conditions expérimentales dans lesquelles on doit opérer et par la précision demandée.

— Lorsqu'on opère à proximité immédiate d'un émetteur puissant, et lorsqu'on veut seulement une mesure de précision médiocre, on peut faire usage d'un ondemètre à résonance dont le maniement est simple et ne peut donner lieu à aucune erreur systématique.

Si l'on veut plus de précision, on peut utiliser une méthode de zéro ou un ondemètre hétérodyne. Dans ce dernier cas, si l'on est gêné par les harmoniques, on peut lever simplement le doute en situant l'ordre de grandeur de la fréquence à l'aide d'une mesure préliminaire avec un ondemètre à résonance.

— Pour mesurer la fréquence d'un émetteur lointain et faible, il faut obligatoirement utiliser un récepteur et la méthode hétérodyne. Dans ce cas, en utilisant un récepteur étalonné en fréquence, son réglage situe l'ordre de grandeur de l'onde à mesurer et élimine le doute dû aux battements sur les harmoniques.

Le montage à utiliser est du type représenté sur la figure *IX-25*. L'onde à mesurer est reçue sur un récepteur quelconque, de préférence très sélectif pour éviter les brouillages, et contrôlée à l'écoute à l'aide d'un casque téléphonique ou d'un haut-parleur.

A proximité de l'antenne, et agissant sur elle inductivement, on dispose un ondemètre hétérodyne dont la fréquence peut être réglée d'une façon continue dans une gamme renfermant la fréquence à mesurer. On situe la valeur approximative de cette dernière en accordant le récepteur, on règle l'ondemètre hétérodyne à battement nul avec l'onde à mesurer et on lit sur son cadran la fréquence correspondante. Si l'on veut une plus grande précision, on peut utiliser la méthode du double battement ou remplacer le contrôle auditif du battement par un contrôle visuel en disposant à la sortie du récepteur un indicateur optique.

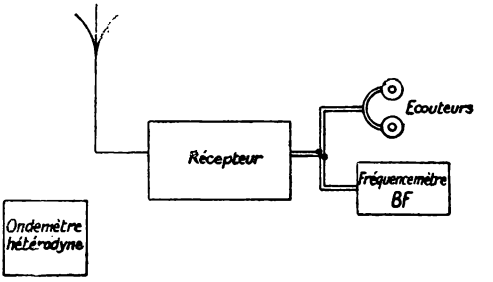


FIG. IX-25.

— Enfin, dans le cas où l'on veut une très grande précision, on utilise comme ondemètre hétérodyne un oscillateur à quartz à fréquence fixe choisie de façon qu'un harmonique du quartz se trouve au voisinage de la fréquence à mesurer et produise avec elle un battement à fréquence audible *f*.

On mesure alors cet écart de fréquence à la sortie du récepteur à l'aide d'un fréquencemètre quelconque à basse fréquence et on en déduit la fréquence de l'onde étudiée.

Ce mode opératoire est applicable au cas d'une émission téléphonique en mesurant le battement avec l'onde porteuse.

— Dans le cas où l'on ne disposerait pas d'ondemètre hétérodyne couvrant une gamme de fréquence dans laquelle se trouve la fréquence à mesurer, on peut opérer de la même façon en utilisant un harmonique connu de l'ondemètre.

Stabilité. — Le contrôle de la stabilité de la fréquence d'un émetteur quelconque peut s'effectuer en principe avec le montage de la figure *IX-25*. Toutefois, comme il s'agit de mesurer, non plus une fréquence stable, mais des variations de fréquence très faibles et se produisant avec une cadence quelconque, il faut mettre en œuvre des moyens plus précis et dont les caractéristiques dépendent des variations de fréquence à contrôler.

— Dans le cas d'une *dérive* correspondant à une variation lente de la fréquence, on se trouve dans des conditions expérimentales voisines de celles qui correspondent à la mesure d'une fréquence fixe.

On utilise comme terme de comparaison un ondemètre hétérodyne réglable ou fixe, dont la stabilité dans le temps est très supérieure à celle de l'onde à contrôler.

Si l'ondemètre est à variation continue de fréquence, on l'ajuste à la main, à intervalles de temps connus, de façon à maintenir à la sortie du récepteur le battement nul ou un battement à fréquence fixe repérée par un procédé quelconque, par exemple par l'observation d'une figure de Lissajous ; on note à chaque fois la valeur de la fréquence lue sur l'ondemètre et on en déduit la loi de la dérive.

Si l'ondemètre est à fréquence fixe, on suit la dérive en maintenant à l'accord le fréquencemètre à basse fréquence connecté à la sortie du récepteur, par exemple si ce fréquencemètre est un pont, en le réglant à l'extinction. On peut également utiliser comme fréquencemètre une figure de Lissajous obtenue à l'aide d'un générateur à basse fréquence réglable et étalonné, un appareil à lecture directe ou un enregistreur. Dans ces divers cas, il suffit de suivre les variations de fréquence, indiquées par les appareils à basse fréquence, et qui sont précisément égales à la dérive de la porteuse.

— L'inconvénient de ces solutions est de limiter la gamme de dérive mesurable à une valeur relativement faible correspondant à la bande musicale qui peut être transmise par les étages à basse fréquence du récepteur, soit quelques milliers de hertz. Si la dérive à évaluer dépasse le maximum mesurable par le fréquencemètre d'interpolation, on ramène ce dernier à son point de départ en faisant varier la fréquence de l'ondemètre d'une quantité ΔF fixe connue et on continue à suivre la dérive à partir de ce nouvel accord.

— La même méthode de mesure est applicable dans tous les cas où l'on veut mesurer une variation de fréquence stable, par exemple celle qui est due à une variation de tension des sources d'alimentation, à une variation de régime ou à un déréglage quelconque.

— Dans le cas où l'on veut au contraire mesurer un phénomène irrégulier ou transitoire, on n'a plus le temps de faire les mesures précédentes. Il faut alors, soit se contenter d'une évaluation approximative, soit faire appel à des procédés spéciaux.

Par exemple, si l'on veut évaluer la variation de fréquence ou « piaulement »

d'une émission manipulée, on peut régler la fréquence de l'ondemètre de référence de façon à obtenir, par contrôle acoustique au casque, un battement nul au début de chaque trait de manipulation et évaluer ensuite la note du battement en régime continu, soit par estimation à l'oreille, soit par mesure sur un fréquencemètre à basse fréquence à lecture rapide en donnant aux traits de manipulation une longueur suffisante.

— Pour évaluer les scintillations ou les modulations de fréquence dues à une modulation téléphonique ou à des vibrations mécaniques, il faut mettre en œuvre un dispositif analyseur à basse fréquence qui permette de suivre les variations de fréquence à cadence rapide.

On peut par exemple, si l'on veut seulement obtenir une évaluation globale, employer un dispositif en pont analogue à ceux qui sont utilisés pour la mesure du taux de distorsion harmonique d'un courant et dont la propriétés essentielle est de réaliser l'extinction complète d'un courant de fréquence donnée. On connecte ce dispositif à la place du fréquencemètre à basse fréquence à la sortie du récepteur et on le règle à l'extinction sur la fréquence du battement résultant de l'interférence de l'onde à contrôler avec l'ondemètre de référence. Si la fréquence de l'onde est très stable, on obtient à la sortie du récepteur une note fixe et on peut réaliser l'extinction complète du signal ; un indicateur à aiguille connecté à la sortie du pont reste au zéro. S'il y a fluctuation de fréquence, le signal réapparaît et la déviation de l'appareil de mesure, moyennant un tarage préalable, peut fournir une mesure des fluctuations de fréquence ou du moins un renseignement qualitatif sur leur importance.

Si l'on veut obtenir une analyse plus complète des fluctuations de fréquence, on peut remplacer le dispositif précédent par un discriminateur du type utilisé pour le contrôle des modulations de fréquence (chap. VII, § C 7°, p. 463). Les fluctuations de fréquence sont alors transformées en fluctuations d'amplitude qui peuvent être mesurées à l'aide d'un procédé usuel quelconque : oscillographe, enregistreur, détecteurs, etc.

D. — ÉTUDE DU SPECTRE RADIOÉLECTRIQUE

1° Définitions.

Cas d'une onde non modulée. — Dans le cas théorique d'une onde entretenue parfaitement sinusoïdale, le spectre de l'émission se composerait de cette seule onde. En fait, les émissions usuelles ne sont jamais parfaitement sinusoïdales et l'antenne rayonne toujours, en quantité plus ou moins notable, des ondes sur fréquences harmoniques, qui sont produites dans les étages amplificateurs ou dans les aériens dont les caractéristiques ne sont jamais rigoureusement linéaires. Le spectre de l'émission *en régime permanent* se compose alors de l'onde fondamentale et de ses harmoniques.

S'il y a en outre manipulation, on voit apparaître des régimes transitoires. Ceux-ci s'accompagnent obligatoirement de l'émission de spectres très étendus qui subsistent pendant toute la durée des régimes transitoires et donnent naissance aux claquements de manipulation, perceptibles souvent sur des récepteurs accordés sur des fréquences éloignées de la fréquence porteuse. Enfin, dans certains émetteurs mal réglés, il peut se produire des émissions parasites, sur des fréquences quelconques, qui s'ajoutent au spectre normal.

Cas d'une onde modulée. — Dans le cas, également théorique, d'une onde à haute fréquence parfaitement sinusoïdale, modulée en amplitude suivant une loi rigoureusement sinusoïdale, le spectre se composerait de l'onde porteuse et de deux ondes latérales.

En réalité, la modulation n'est jamais parfaitement sinusoïdale ; le spectre de l'émission se compose alors de la porteuse et de toutes les ondes latérales correspondant aux diverses composantes de la modulation et à leurs harmoniques. En outre, si les étages amplificateurs sont le siège de distorsions notables, il peut apparaître dans la modulation des composantes parasites, dites « *produits d'intermodulation* », et le spectre de l'émission s'enrichit des ondes latérales correspondantes.

Des élargissements considérables du spectre peuvent également se produire si la modulation d'amplitude s'accompagne de *modulation de fréquence*, s'il y a *saturation* ou *surmodulation* et, d'une façon générale, toutes les fois qu'apparaît une cause de *distorsion quelconque*. Ils se manifestent, non seulement sur le terme fondamental, mais également sur les harmoniques de l'onde porteuse.

2° Mesures.

Principe. — Les considérations qui précèdent montrent que, dans une émission quelconque, il y a de nombreuses causes de création d'ondes parasites, dites *émissions non essentielles*, qui se superposent aux émissions utiles et sont autant de causes de perturbation.

Dans la réalisation des émetteurs soignés, on cherche à réduire le plus possible l'intensité relative de ces émissions non essentielles. On est ainsi amené à les rechercher systématiquement et à les mesurer pour s'assurer qu'elles ne dépassent pas un certain niveau considéré comme limite admissible.

Dans le cas où elles présentent un caractère permanent, les mesures se ramènent au repérage et à la mesure en amplitude et en fréquence d'ondes stables et ne comportent pas de difficultés particulières ; c'est le cas par exemple pour l'étude des émissions parasites ou harmoniques.

Les mesures deviennent au contraire pratiquement impossibles pour les émissions ayant un caractère transitoire, par exemple pour celles qui résultent d'une modulation téléphonique. On tourne alors la difficulté en remplaçant la modulation téléphonique par une modulation de *caractéristiques connues et fixes, réglable en amplitude et en fréquence*. On peut ainsi faire apparaître, *en régime permanent*, les principales distorsions qui perturbent une émission téléphonique et étudier en détail le spectre qui en résulte. Par exemple, pour étudier les effets de l'intermodulation, on applique sur le circuit de modulation deux tensions de modulation de fréquence f et f' différentes et on recherche les ondes latérales correspondant aux fréquences de modulation $(nf \pm n'f')$.

Modes opératoires. — En principe, la recherche et la mesure des émissions non essentielles peut se faire en un point quelconque de la chaîne émettrice, le plus rapproché possible de l'antenne pour tenir compte de toutes les causes de distorsion.

— On peut, en particulier, faire l'analyse spectrale du *courant dans l'antenne* ou de la *tension aux bornes d'un circuit directement couplé à l'antenne*, par exemple aux bornes de la ligne d'alimentation. On utilise à cet effet un voltmètre sélectif, d'un type quelconque utilisé pour une analyse harmonique. La solution la plus simple en pratique consiste à utiliser un récepteur de *sélectivité* suffisante

suivi d'un indicateur à aiguille mesurant la valeur de la porteuse. On explore méthodiquement toute la gamme d'onde possible des émissions parasites ; chaque fois que l'on repère une onde, on parfait l'accord du récepteur et on règle sa sensibilité de façon à amener l'indicateur sur un repère connu. On évalue alors la tension et la fréquence de l'onde étudiée en lui substituant à l'entrée du récepteur *un générateur étalonné* (chap. XI, § B 2°, p. 638) qu'on règle en fréquence et en niveau de façon à produire le même effet sur le récepteur. Si l'on veut mesurer avec précision la fréquence de l'onde parasite, on peut la déterminer par la méthode du battement à l'aide d'un ondemètre hétérodyne.

Notons que dans le cas où l'on n'a aucune idée *a priori* sur la composition du spectre à analyser, l'emploi d'un récepteur du type superhétérodyne, qui donne lieu à de nombreux accords parasites, peut faire croire à l'existence de composantes qui n'existent pas en réalité. Il est alors recommandé d'utiliser de préférence un récepteur à amplification directe qui ne présente pas ce défaut et évite des erreurs grossières.

Dans le cas où l'on veut mesurer les harmoniques de l'émission, il faut s'assurer que ceux-ci ne sont pas fabriqués dans le récepteur par saturation sous l'effet d'une porteuse intense.

— Cette solution a l'avantage de la simplicité relative ; par contre, elle ne permet d'analyser que le spectre du courant dans l'antenne. Or, ce qui est réellement intéressant, c'est le spectre du champ rayonné qui peut être très différent de celui du courant dans l'antenne puisque la hauteur de rayonnement et les conditions de propagation des ondes dépendent de leur fréquence. De plus, il peut se trouver dans l'antenne des effets non linéaires (mauvais contacts, prise de terre...) qui produisent, dans l'antenne, des composantes harmoniques qui n'existent pas dans l'émetteur.

Il est donc plus intéressant de faire l'étude spectrale d'une émission directement sur le champ rayonné. Les mesures se ramènent alors à des mesures de champ qui s'effectuent comme il sera indiqué dans le chapitre X ci-après. Sous cette seule réserve leur principe est le même que pour l'étude du spectre du courant d'antenne.

Quelques précautions particulières s'imposent en pratique pour réduire certaines causes d'erreurs. Comme le rayonnement et la propagation sont influencés par la nature du sol et les obstacles qui réagissent différemment suivant la longueur d'onde, il peut y avoir des modifications importantes dans les valeurs relatives des diverses ondes à mesurer suivant le point où l'on effectue la mesure. Il faut donc, autant que possible, opérer sur un terrain bien dégagé et à une distance suffisamment grande de l'émetteur pour que l'onde étudiée soit devenue pratiquement une onde électromagnétique pure. Par contre, il est préférable de ne pas trop s'éloigner de façon que le champ conserve une valeur suffisante pour la mesure. En pratique, on pourra installer les appareils de contrôle à quelques kilomètres de l'antenne émettrice. On est ainsi amené à opérer par la méthode de mesure des champs faibles (chap. X, § D).

Enfin, pour éliminer les perturbations qui pourraient résulter d'obstacles situés entre l'émetteur et le récepteur, il y aura toujours avantage à répéter la mesure à des distances comparables, mais dans des directions variées tout autour de l'émetteur, et à prendre des moyennes.

Interprétation des résultats. — On peut utiliser de deux façons les résultats des mesures précédentes.

— On peut tout d'abord s'intéresser aux valeurs relatives des ondes parasites par rapport à celle de l'onde porteuse et les évaluer en centièmes ou en

décibels. Cette façon d'exprimer les résultats permet d'apprécier la qualité d'un émetteur ; elle peut être utilisée également pour une étude spectrale du champ rayonné ou du courant d'antenne.

— Mais, en pratique, en raison du grand nombre des émetteurs en service, il est indispensable que ces émetteurs rayonnent le moins possible dans les gammes de fréquence qui ne leur sont pas attribuées. On est ainsi conduit *quelle que soit leur puissance*, à leur imposer dans certaines gammes des *valeurs absolues limites* pour toutes les ondes parasites émises. Dans ces conditions la qualité d'un émetteur doit être d'autant meilleure que sa puissance est plus grande ; en outre, les mesures doivent être faites obligatoirement sur le *champ rayonné* et les résultats exprimés en *valeurs absolues*.

CHAPITRE X

MESURES DES CHAMPS ÉLECTROMAGNÉTIQUES

A. — CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

1° Définitions.

Mesurer un champ électromagnétique, c'est mesurer l'intensité d'une onde électromagnétique. Celle-ci est définie en tout point par deux vecteurs : le vecteur champ électrique $\vec{K}$ et le vecteur champ magnétique $\vec{H}$, perpendiculaires, en phase et dont les valeurs sont liées par la relation de proportionnalité :

$$K = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} H.$$

Dès lors, pour mesurer l'intensité de l'onde électromagnétique, il suffit de mesurer l'une ou l'autre de ses deux composantes H ou K.

Pratiquement, on caractérise un champ électromagnétique par sa composante électrique $\vec{K}$; sa polarisation est définie par la direction du vecteur $\vec{K}$; sa valeur est égale à celle du vecteur $\vec{K}$ et s'exprime en microvolts par mètre.

En disant que, à un instant donné, un champ est de K μV/m en un point donné de l'espace, on veut dire que :

1° le champ possède en ce point un vecteur électrique $\vec{K}$ ayant une direction fixe et connue ;

2° si l'on place en ce point un conducteur de longueur dl orienté dans le sens du vecteur $\vec{K}$, la force électromotrice induite par le champ dans le conducteur a pour valeur :

$$dE = K\,dl.$$

Pour qu'on puisse définir, donc mesurer un champ, il faut que ces deux conditions soient elles-mêmes satisfaites, c'est-à-dire que le vecteur $\vec{K}$ au point considéré ait une *direction bien déterminée et stable* et une *valeur constante.*

Il en est ainsi dans le cas des *ondes longues* pour lesquelles, au voisinage d'un sol conducteur, le champ électrique est pratiquement vertical et d'intensité stable. On peut alors, en admettant *a priori* cette définition, mesurer sans difficulté un champ électromagnétique.

Dans le cas des *ondes moyennes et courtes,* les ondes réfléchies sur les obstacles terrestres et les ondes d'espace viennent par interférence perturber l'onde directe et le champ résultant peut avoir une orientation et surtout une intensité quelconques et variables avec une cadence lente (évanouissements) ou rapide (scintillations).

Ces effets sont encore plus accentués dans le cas des *ondes très courtes* pour lesquelles les réflexions sur les obstacles voisins, en particulier sur l'opérateur,

peuvent introduire des perturbations importantes, inconnues dans la plupart des cas et variables.

Dans ces conditions, les mesures de champ et l'interprétation des résultats expérimentaux deviennent de plus en plus incertains à mesure que l'onde étudiée devient plus courte.

En définitive, les mesures de champ n'ont un sens précis *a priori* que dans le cas des ondes longues, de jour et au-dessus d'un sol conducteur.

Dans ce qui suit, et pour simplifier, nous *limiterons tout d'abord la discussion des procédés de mesure à ce seul cas particulier.*

2° Principes des mesures.

Le champ électrique d'une onde électromagnétique, même dans le cas d'une onde stable en intensité et en direction de polarisation, n'est pas directement accessible à la mesure. Mais on sait que, si l'on place au point considéré un aérien de hauteur effective h, le champ crée dans l'aérien une force électromotrice de valeur :

(1) $$E = hK.$$

Cette force électromotrice crée à son tour dans le circuit de l'aérien un courant I que l'on peut repérer ou mesurer par les procédés usuels en radiotechnique.

En résumé, pour mesurer un champ électromagnétique stable, on place dans ce champ un aérien, orienté dans la direction du vecteur $\vec{K}$, supposée connue, et de hauteur effective h connue ; on mesure le courant I produit dans l'aérien et, connaissant les caractéristiques du circuit, on en déduit la valeur de la force électromotrice induite par le champ dans l'aérien, et par suite la valeur du champ par la relation (1).

On peut également, si les caractéristiques électriques de l'aérien ne sont pas parfaitement connues, substituer à la force électromotrice E, créée par l'onde à étudier une force électromotrice étalonnée et réglable E' que l'on ajuste de façon à produire le même effet sur l'aérien. On a alors :

$$E = E'$$

et

$$K = \frac{E}{h}.$$

B. — AÉRIENS UTILISÉS POUR LES MESURES

L'aérien utilisé pour les mesures de champ doit, *obligatoirement*, avoir une forme géométrique assez simple et des caractéristiques électriques assez bien définies pour que l'on puisse calculer avec une précision suffisante :

a) sa hauteur effective à la fréquence du champ à étudier ;

b) la relation qui existe entre la force électromotrice induite par le champ et le courant produit dans les circuits couplés à l'aérien.

En pratique, les aériens répondant à ces desiderata sont de deux types : les cadres et les antennes verticales du genre « doublet ». On utilise l'un ou l'autre de ces deux types suivant la fréquence du champ à mesurer.

1° Cadre.

Définition. — Un cadre est constitué par un conducteur enroulé en bobine plate dont le nombre de spires est fonction de la fréquence du champ à mesurer.

Ses dimensions, grandes par rapport à celles d'une bobine usuelle, sont obligatoirement *petites devant la longueur d'onde* du champ. Cette condition est à la base de tous les calculs usuels sur les cadres qui supposent implicitement qu'ils fonctionnent comme une bobine ordinaire à constantes localisées dans laquelle le courant conserve en tous points du circuit une intensité et une phase constantes ; elle est *fondamentale* et conditionne les limites d'utilisation pratique des cadres ; dans ce qui suit, nous admettrons qu'elle est toujours satisfaite.

Dès lors, si l'on place le cadre dans un champ électromagnétique, il est le siège d'une force électromotrice que l'on peut regarder comme localisée en un point quelconque de la bobine et proportionnelle au champ, donc de la forme :

$$E = Kh$$

où h est la hauteur effective du cadre.

Hauteur effective. — La hauteur effective d'un cadre, orienté dans la direction correspondant au maximum d'intensité de réception, c'est-à-dire au maximum de flux magnétique embrassé, se déduit immédiatement de la comparaison des forces électromotrices induites dans le cadre et exprimées respectivement en fonction des composantes magnétique et électrique du champ, soit :

$$E = NS\omega\mu H = NS\omega\frac{K}{c} = hK$$

d'où finalement :

$$h = \frac{2\pi NS}{\lambda} \text{ mètres} \qquad (2)$$

en désignant par :

N le nombre de spires du cadre,
S la surface géométrique moyenne des spires en mètres carrés,
λ la longueur d'onde de travail en mètres,
c la vitesse de la lumière.

Dans le cas le plus fréquent d'un cadre circulaire de diamètre D, la relation (2) devient :

$$h = \frac{\pi^2 D^2 N}{2\lambda}. \qquad (3)$$

Ce raisonnement, et les relations (2) et (3) qui en découlent, ne sont valables que si les dimensions du cadre sont assez faibles devant la longueur d'onde pour que H soit pratiquement uniforme sur toute la surface du cadre.

Conditions et limites d'utilisation pratique. — Le cadre est en général connecté aux bornes d'une capacité variable avec laquelle il constitue un circuit oscillant de caractéristiques bien définies. Le plus souvent, on accorde ce circuit à la résonance pour les courants induits par le champ étudié ; dans ces conditions, le courant dans le cadre est lié à la valeur du champ *au maximum de réception* par les relations simples ;

$$I = \frac{E}{R}$$

avec

$$E = Kh$$

R = résistance du cadre.

Pour que ces résultats simples soient applicables, il faut que le cadre puisse être considéré comme un cadre parfait, c'est-à-dire que :

a) il ne présente aucun effet d'antenne susceptible de fausser la valeur de la hauteur effective ;

b) ses dimensions soient assez faibles devant la longueur d'onde d'utilisation pour que l'on puisse admettre qu'il fonctionne effectivement à la façon d'un circuit fermé et que le champ dans tout l'espace occupé par le cadre est pratiquement uniforme.

— La première condition nécessite d'utiliser un cadre de construction parfaitement symétrique et de réaliser avec soin sa compensation. Ces précautions sont d'autant plus indispensables que la hauteur effective des cadres est toujours faible (quelques centimètres) et que, de ce fait, le moindre effet d'antenne peut introduire sur la valeur de la hauteur effective résultante une erreur relative importante. Il est prudent, au moment de la mesure, de s'assurer qu'elles sont bien remplies en vérifiant que l'intensité de réception ne change pas en faisant tourner le cadre de 180°.

— La seconde condition impose de choisir les dimensions du cadre en fonction de la longueur d'onde de travail.

A priori, on est tenté de prendre les dimensions du cadre aussi grandes que les réalisations mécaniques et les possibilités d'emploi le permettent de façon à augmenter sa hauteur effective et par suite la précision des mesures. On est limité dans cette voie par la nécessité de faire travailler le cadre en circuit fermé simple à courant constant.

Une étude détaillée (1) des conditions de fonctionnement d'un cadre réel, compte tenu des capacités réparties, montre que, si la longueur d'onde de travail λ se rapproche trop de la longueur d'onde propre λ_0 du cadre, sa hauteur effective diminue. La variation relative $\frac{\Delta h}{h}$ par rapport à la valeur h calculée par la formule (2) est de l'ordre de 1 % pour un rapport λ/λ_0 de 6 ; elle atteint 3 % si ce rapport s'abaisse à 4 et croît ensuite très rapidement.

En conclusion, pour que l'erreur sur la connaissance de la hauteur effective reste inférieure à 1 %, il faut choisir les dimensions du cadre de telle sorte que sa longueur d'onde propre soit au plus égale au sixième de l'onde de travail, c'est-à-dire que l'on ait :

$$A = \frac{\lambda}{\lambda_0} \geqslant 6. \tag{4}$$

— Cette condition est d'autant plus facile à satisfaire que la longueur d'onde λ est plus grande.

Dans la gamme des ondes longues, l'emploi du cadre ne rencontre aucune difficulté, tant au point de vue des effets d'antenne qu'à celui du calcul de la hauteur effective.

A mesure que la longueur d'onde de travail diminue, les difficultés apparaissent et croissent par suite de l'influence que prennent les bouts morts, les fils de connexions et les dyssymétries de construction qui rendent la compensation plus difficile.

De plus, pour satisfaire à la condition (4), on est conduit à diminuer progressivement le nombre de spires et les dimensions du cadre.

Sur ondes courtes, le cadre se trouve réduit à une simple boucle d'*une seule spire*, en général circulaire, dont le diamètre doit être pris d'autant plus petit que la longueur d'onde est plus courte. En première approximation, on peut

(1) C. GUTTON et CARBENAY, Etude d'un cadre destiné aux mesures d'intensité du champ au voisinage d'une antenne. *Annales des Postes, Télégraphes et Tépléhones*, janvier 1938.

admettre que la longueur d'onde propre d'une boucle circulaire est sensiblement égale au double de la longueur de sa circonférence, soit :

$$\lambda_0 \approx 2\pi D.$$

Dès lors, si l'on désigne par λ la longueur d'onde sur laquelle on veut faire la mesure et si l'on s'impose pour le rapport λ/λ_0 une certaine valeur A satisfaisant à la condition (4), on peut écrire :

$$D \approx \frac{\lambda_0}{2\pi} = \frac{\lambda}{2A\pi}$$

et par suite ;

$$h \approx \frac{\pi^2 D^2}{2\lambda} = \frac{\lambda}{8A^2}$$

d'où il résulte que, dès l'instant où l'on s'est imposé une valeur de A ($A \geqslant 6$) donc la précision de la mesure de h, le diamètre de la boucle et sa hauteur effective doivent diminuer proportionnellement à la longueur d'onde.

Par exemple, avec $A = 6$, donc $\frac{\Delta h}{h} = 1$ %, on est conduit à prendre :

$$D = \frac{\lambda}{37{,}7} \qquad \text{et} \qquad h = \frac{\lambda}{288}.$$

Ce qui donne :

pour $\lambda = 8$ m	$D \approx 21$ cm	$h \approx 2{,}78$ cm
pour $\lambda = 3$ m	$D \approx 8$ cm	$h \approx 1{,}04$ cm

Ces chiffres montrent que, pour les ondes métriques, on est amené à utiliser des cadres de diamètre et de hauteur effective très faibles ; les mesures peuvent alors être fortement perturbées par le moindre effet parasite, tel que les inductions directes sur les connexions, et deviennent incertaines si l'on ne prend pas de grandes précautions pour éliminer toutes les causes d'erreur. De plus, la détermination de la surface effective du cadre, compte tenu du diamètre du tube constituant ce cadre, devient de plus en plus incertaine.

— En résumé, l'emploi des cadres pour les mesures de champ est *réservé aux ondes longues* et sa limite d'emploi du côté des ondes courtes se situe au voisinage des ondes métriques supérieures. On peut poser, pour fixer les idées, qu'il est utilisable *pour les ondes supérieures* à 5 m, c'est-à-dire *pour les fréquences inférieures à* 60 MHz.

2° Antenne.

Définition. — Par opposition avec un cadre, une antenne est un circuit ouvert dont les dimensions peuvent être de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde ou d'une fraction notable de cette longueur d'onde. Dans ces conditions, l'antenne est le siège d'ondes stationnaires et l'intensité du courant est variable d'un point à l'autre ; elle fonctionne en circuit à constantes réparties.

Lorsqu'on la place dans un champ électromagnétique elle est le siège de forces électromotrices induites, elles-mêmes réparties tout le long du fil et d'intensité variable d'un point à l'autre. De ce fait, le calcul de la relation qui relie la valeur du champ à celle du courant produit en un point donné de l'antenne est en général très complexe. On le simplifie en introduisant la notion de hauteur effective h définie par la relation :

$$h = \frac{1}{I_0} \int_0^l i \, dl$$

qui permet de remplacer la force électromotrice répartie par une force électromotrice fictive, localisée au point P de l'antenne où l'on mesure le courant I_0 et liée à la valeur du champ électrique K par la relation simple :

$$E = hK.$$

Si l'on introduit en outre, la notion d'impédance apparente de l'antenne au point P, on peut, comme dans le cas d'un cadre, établir une relation entre le courant I_0 mesuré en P et la valeur du champ électromagnétique.

Hauteur effective. — Dans le *cas des ondes longues*, on utilise en général des antennes de grandes dimensions, de formes complexes et reliées au sol par une prise de terre. Le calcul de la hauteur effective est alors illusoire ou impossible et il faut avoir recours à une mesure de rayonnement, donc de champ, pour déterminer la valeur de cette hauteur. Autrement dit, pour les ondes longues, l'emploi de l'antenne n'est pas recommandé ; on lui préfère le cadre.

— Pour les *ondes courtes*, au contraire, pour lesquelles le cadre devient d'un emploi difficile, on peut faire usage d'une antenne du type *demi-onde* ou dipôle, isolée du sol, de dimensions relativement faibles donc de manipulation pratique admissible, et de caractéristiques électriques bien définies.

Dans ce cas en effet, en désignant par $l = \frac{\lambda}{2}$ la longueur totale du dipôle, la hauteur effective de l'antenne, *supposée accordée en demi-onde* sur le champ inducteur, a pour valeur *au centre de l'antenne* :

$$h = \frac{2}{\pi} l = \frac{\lambda}{\pi}.$$

— Par exemple :

si :	$\lambda = 8$ m,	on a :	$l = 4$ m	$h = 255$ cm
	$\lambda = 3$ m,		$l = 1{,}5$ m	$h = 95$ cm

Conditions et limites d'utilisation pratique. — La force électromotrice fictive, localisée au centre de l'antenne, a alors pour valeur :

$$E = hK = \frac{\lambda}{\pi} K \text{ microvolts}$$

en exprimant K en microvolts par mètre et λ en mètres.

En outre, comme l'antenne est par principe en résonance, son impédance apparente se réduit à sa résistance de rayonnement R et le courant au centre de l'antenne est de la forme :

$$I = \frac{E}{R} = \frac{\lambda K}{\pi R}.$$

— Les exemples numériques ci-dessus montrent que, pour une même longueur d'onde, la hauteur effective d'une antenne du type demi-onde est environ 100 fois plus grande que celle du cadre correspondant. Il en est de même en ce qui concerne le rapport des forces électromotrices. Par contre, la résistance de rayonnement de l'antenne étant très supérieure à celle du cadre, le rapport des courants utilisables est sensiblement plus faible ; dans la plupart des cas pratiques il est pourtant de l'ordre de la dizaine. Il en résulte que l'emploi de l'antenne donne une sensibilité nettement supérieure à celle du cadre et doit lui être préféré lorsqu'on veut mesurer des champs de faible intensité.

— L'antenne, sous la forme où nous venons de l'examiner, constitue donc l'aérien type utilisable dans la gamme des ondes courtes pour lesquelles le cadre

devient d'une utilisation difficile. L'extension de son emploi du côté des ondes plus longues est limitée par l'encombrement de l'antenne qui la rend d'une manipulation malaisée. On peut situer la limite au voisinage des ondes métriques supérieures.

— Remarquons enfin que, à faible distance d'une antenne émettrice ou d'un réflecteur fonctionnant en émetteur secondaire, la composante électrique du champ rayonné a, par rapport à la composante magnétique, une importance relative plus grande que dans l'onde électromagnétique à grande distance. Il en résulte que l'antenne est plus sensible que le cadre aux champs secondaires rayonnés par des réflecteurs voisins et que, lorsqu'on doit opérer à proximité de pièces métalliques ou d'obstacles quelconques, les risques d'erreurs dues aux champs parasites sont moindres avec le cadre qu'avec l'antenne.

3° Comparaison entre cadre et antenne.

En conclusion de ce qui précède, on peut résumer comme suit les propriétés relatives du cadre et de l'antenne et leurs conditions d'utilisation pratique pour la mesure des champs :

a) Dans le cas des *ondes longues*, par exemple des *ondes supérieures à* 10 *m*, l'antenne a des dimensions exagérées ou des caractéristiques mal définies. Le cadre au contraire a un diamètre et une hauteur effective admissibles ; de plus, il permet de constituer avec une capacité un circuit de caractéristiques bien définies et stables et de hauteur effective facilement calculable avec une bonne précision. Dans cette gamme ($\lambda > 10$ m), on utilise donc *exclusivement le cadre.*

b) Dans le cas des *ondes courtes*, par exemple *inférieures à* 5 *m*, le cadre a un diamètre et une hauteur effective trop faibles ; l'antenne au contraire à une longueur acceptable, une hauteur effective relativement grande et calculable et des caractéristiques électriques bien définies. Pour les ondes courtes ($\lambda < 5$ m), on utilise donc exclusivement l'antenne.

c) Pour les *ondes comprises entre* 5 *et* 10 *m* (environ), on se trouve dans une zone de transition où l'on peut utiliser indifféremment l'antenne ou le cadre, les mesures pratiques devenant d'ailleurs difficiles dans les deux cas. Le choix de l'aérien est alors un cas d'espèce ; comme le cadre est moins sensible que l'antenne aux ondes réfléchies par les obstacles locaux, on utilise de préférence le cadre lorsqu'on doit opérer à proximité de réflecteur, par exemple dans une pièce. On utilise au contraire l'antenne, qui a une plus grande hauteur effective, si l'on veut mesurer un champ faible et si l'on n'a pas à craindre des réflexions parasites.

— Bien entendu les limites entre les trois gammes d'ondes qui précèdent sont loin d'être critiques et il faut considérer les chiffres indiqués ci-dessus comme une simple indication d'ordre de grandeur destinée à situer approximativement les diverses zones possibles d'utilisation. En particulier, sous réserve d'effectuer dans le calcul de la hauteur effective les corrections nécessaires, il est possible d'utiliser le cadre sur des ondes inférieures à 5 m.

C. — MESURE DES CHAMPS INTENSES

1° Définition et principe général.

— On englobe sous la dénomination de « champs intenses » les champs électromagnétiques dont l'intensité est suffisamment grande pour produire dans les aériens de mesure utilisés des courants directement mesurables à l'aide

des appareils de contrôle usuels : ampèremètres, thermo-couples, etc. Les montages et procédés correspondants sont donc réservés à la mesure des champs rayonnés par des émetteurs puissants et rapprochés ; on peut les utiliser en particulier pour la mesure de la hauteur effective d'une antenne d'émission.

En principe, les dispositifs mis en œuvre comportent essentiellement un aérien, soumis à l'action du champ, dans lequel on intercale un appareil de mesure du courant induit. Connaissant les caractéristiques électriques du circuit, on en déduit la valeur de la force électromotrice induite et par suite celle du champ. La précision des mesures est de quelques centièmes.

2° Cas des ondes longues.

Montage. — L'aérien est constitué par un cadre, répondant aux conditions indiquées plus haut, *bien symétrique* et fermé sur un condensateur d'accord également symétrique de façon à éliminer systématiquement tout effet d'antenne perturbateur.

Dans l'hypothèse admise d'un champ polarisé verticalement, le cadre est disposé verticalement et orientable autour d'un axe vertical ; on l'oriente dans tous les cas au *maximum de réception*, c'est-à-dire de telle sorte que son plan soit perpendiculaire au vecteur magnétique H. Enfin, on règle le condensateur de façon à réaliser la résonance du circuit pour les courants induits par le champ à mesurer.

Au *centre électrique du cadre*, c'est-à-dire en un point équipotentiel du sol et tel qu'il ne puisse y avoir aucun courant dérivé vers les circuits de mesure, on intercale en série avec le cadre un appareil de mesure du courant. Pour éliminer tout risque d'effet d'antenne qui pourrait résulter d'une légère dyssymétrie accidentelle, on utilise de préférence un appareil sans liaison avec un circuit extérieur, par exemple un fil incandescent ou un thermo-couple à chauffage indirect (fig. *X-1*).

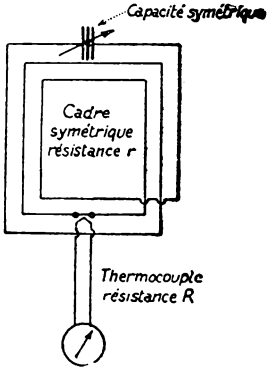


FIG. X-1

L'appareil utilisé doit être étalonné en intensité de courant ; en outre, comme il sera précisé ci-après, sa résistance doit être connue. On la choisira *a priori* de l'ordre de grandeur de la résistance du cadre de façon à se placer systématiquement au voisinage de la condition de précision maximale.

Avant toute mesure, il est bon de s'assurer qu'il n'y a aucun effet d'antenne susceptible de perturber la mesure ; à cet effet, on vérifie que la déviation de l'appareil de mesure est la même quand on fait tourner le cadre de 180° autour de son axe d'orientation.

Mesures. — On connecte en série dans le cadre un couple de résistance R_1 *connue* et on oriente le cadre au *maximum* de réception.

L'onde à mesurer induit alors dans le cadre une force électromotrice :

$$E = Kh$$

avec :

$$h = \frac{2\pi NS}{\lambda}$$

et, lorsque la résonance est réalisée, le courant mesuré par le thermo-couple a pour valeur :

$$I_1 = \frac{E}{R_1 + r}$$

en désignant par r la résistance du circuit constitué par le cadre et le condensateur d'accord.

— Pour éliminer la résistance r qui est inconnue *a priori*, on effectue une seconde mesure à l'aide d'un autre thermo-couple de résistance R_2, également étalonnée, mais différente de R_1. On mesure alors un second courant :

$$I_2 = \frac{E}{R_2 + r}.$$

— On en déduit en éliminant r entre ces deux relations :

$$E = \frac{R_1 - R_2}{\frac{1}{I_1} - \frac{1}{I_2}}$$

et par suite la valeur du champ électrique :

$$K = \frac{E}{h} = \frac{\lambda}{2\pi NS} \cdot \frac{R_1 - R_2}{\frac{1}{I_1} - \frac{1}{I_2}} \quad \text{microvolts par mètre}$$

en exprimant : λ en mètres
S en mètres carrés
I_1 et I_2 en microampères
R_1 et R_2 en ohms

— Remarquons que cette méthode n'est qu'une variante de la méthode de la résistance additionnelle utilisée pour la mesure de la résistance d'une bobine ou d'une antenne (chap. V, § C 2°, p. 322 — chap. VI, § C 2°, p. 399).

Dans le cas où l'on ne disposerait pas de deux thermo-couples de résistances R_1 et R_2 différentes et étalonnées, on pourrait utiliser un thermo-couple unique, de résistance R voisine de celle du cadre, mais inconnue *a priori* et effectuer la mesure :

a) avec le thermo-couple seul ;

b) en connectant en série avec le thermo-couple une résistance étalonnée ρ également de l'ordre de r.

On aurait alors :

$$I_1 = \frac{E}{r + R} \qquad I_2 = \frac{E}{r + R + \rho}$$

donc :

$$K = \frac{\lambda}{2\pi NS} \cdot \frac{\rho}{\frac{1}{I_1} - \frac{1}{I_2}}.$$

Variante. — La solution qui précède est avantageuse en ce sens qu'elle permet de réaliser un aérien de configuration électrique simple et bien définie, sans liaison à la masse et sans effet d'antenne parasite. Cependant, l'emploi des couples thermo-électriques impose en pratique des sujétions assez gênantes pour les applications courantes. Pour cette raison, il est souvent plus commode,

pour les mesures usuelles de précision moyenne, d'utiliser la méthode suivante qui met en œuvre un matériel de mesure plus maniable.

On utilise comme aérien un cadre accordé répondant aux spécifications indiquées ci-dessus et dont on a au préalable mesuré le facteur de surtension Q par un procédé quelconque, par exemple par la méthode de déréglage de la capacité.

Lorsqu'on place ce cadre dans un champ électromagnétique, dans la position correspondant à la réception maximale, il est le siège d'une force électromotrice :

$$E = \frac{2\pi N S}{\lambda} K$$

et il apparaît à ses bornes à la résonance une tension :

$$U = QE = \frac{2\pi N S}{\lambda} QK.$$

Il suffit donc de mesurer la tension U aux bornes du condensateur d'accord pour en déduire la valeur du champ.

On peut en principe effectuer cette mesure à l'aide d'un voltmètre électronique ordinaire ; mais une difficulté apparaît du fait que la tension U est symétrique par rapport à la masse alors que les voltmètres usuels ont toujours un pôle à la masse. On peut tourner la difficulté en reliant la masse du voltmètre au centre électrique du cadre ou du condensateur d'accord symétrique et en connectant la borne sensible du voltmètre à l'une des bornes du condensateur par une connexion aussi courte que possible pour éviter tout effet d'antenne. Si tout est bien symétrique,on mesure alors une tension égale à $\frac{U}{2}$ et on peut en déduire K par la relation ci-dessus.

— Ce mode opératoire présente l'inconvénient de détruire la symétrie électrique de l'aérien et de nécessiter d'établir avec lui des liaisons extérieures qui risquent de donner naissance à des effets d'antenne parasites. Il importe donc d'opérer avec beaucoup de soin pour réduire au minimum possible l'importance des connexions auxiliaires et les dyssymétries. On peut en particulier, pour compenser la perturbation due à l'impédance d'entrée du voltmètre qui shunte une moitié du cadre, connecter en parallèle sur l'autre moitié une impédance identique. Il convient également de s'assurer, en effectuant successivement la mesure de la tension sur les deux côtés du cadre, qu'on mesure bien la moitié de la tension totale U. Enfin il faut mesurer le facteur de surtension Q sur le cadre complètement équipé.

3° Cas des ondes courtes.

Ondes supérieures à 5 m. — En principe, le mode opératoire reste identiquement le même que dans le cas des ondes longues. Il y a lieu seulement de prendre des précautions plus grandes pour éviter tout effet d'antenne et par conséquent soigner la symétrie de construction du cadre et du condensateur, d'autant plus que l'onde est plus courte.

Vers les ondes les plus courtes (ondes métriques) le cadre se trouve réduit à une simple spire constituée par un tube *rigide* en forme de boucle circulaire fermée à la partie supérieure sur un *condensateur* d'accord *symétrique*. L'appareil de mesure est intercalé dans une coupure pratiquée dans le cadre au centre électrique, c'est-à-dire à la partie inférieure opposée au condensateur. Cet

appareil devra être choisi de façon que son étalonnage reste valable sur l'onde de travail utilisée ; on pourra utiliser par exemple un fil incandescent.

Enfin, dans le cas de ces ondes très courtes, il est préférable d'utiliser la technique de mesure qui consiste à employer successivement deux fils incandescents de résistances étalonnées différentes, plutôt que celle qui consiste à intercaler en série une résistance étalonnée auxiliaire ρ dont la mise en circuit peut être la cause de dyssymétrie.

Ondes inférieures à 10 m. — La technique opératoire reste la même sous la seule réserve de remplacer le cadre par une antenne. L'aérien est constitué par une antenne verticale vibrant en demi-onde, donc accordée sur les courants induits par le champ. L'appareil de mesure du courant est placé au centre de l'antenne (ventre de courant) ; il est en principe constitué par un fil incandescent étalonné à la fréquence de travail, ou par un thermo-couple à chauffage indirect. Comme dans le cas du cadre, on opère en deux temps avec deux fils incandescents étalonnés de résistances différentes et connues.

En principe, cette méthode est valable à toutes fréquences ; elle est limitée du côté des ondes courtes par les difficultés expérimentales, en particulier l'étalonnage des fils incandescents en intensité et en résistance, et les erreurs provenant des perturbations apportées au champ par les obstacles voisins. La limite se situe aux environs de 500 à 600 MHz.

D. — MESURES DES CHAMPS FAIBLES

1° Définition et principe général.

— On désigne sous le nom de « champs faibles » tous les champs d'intensité trop faible pour pouvoir être mesurés par les procédés examinés au paragraphe précédent. Ils s'échelonnent depuis des valeurs de l'ordre du volt par mètre jusqu'à quelques microvolts par mètre.

Pour ces champs très faibles, la mesure directe de l'effet produit sur l'aérien est impossible et il faut avoir recours à un amplificateur qui permette de ramener cet effet à un niveau mesurable. En outre, comme la stabilité des amplificateurs est insuffisante pour tenir un étalonnage, il faut opérer par une méthode de substitution qui permette de comparer directement l'effet produit sur l'aérien avec un autre effet étalonné du même ordre de grandeur et qui mette hors de cause les caractéristiques de l'amplificateur.

— La technique opératoire utilisée est alors la suivante : l'aérien, cadre ou antenne, soumis à l'influence du champ à mesurer, est couplé à un récepteur de sensibilité suffisante suivi d'un indicateur de sortie. On accorde le récepteur sur l'onde à étudier et on règle sa sensibilité de façon à lire sur l'indicateur une déviation repère θ.

On supprime alors le champ ou son effet sur l'aérien ; puis on fait agir dans l'aérien une force électromotrice étalonnée E', de même nature que la force électromotrice E induite par le champ, et on règle sa fréquence et son niveau de façon à produire le même effet sur le récepteur.

On a alors : $$E' = E = hK$$

Connaissant les caractéristiques de l'aérien, on en déduit la valeur du champ K.

Les modalités d'application sont conditionnées par la longueur d'onde sur laquelle on veut effectuer la mesure et qui impose le choix de l'aérien ainsi que celui du dispositif produisant la force électromotrice étalonnée E'.

2° Cas des ondes longues.

Montage. — Comme dans le cas des champs intenses, l'aérien est un cadre vertical, de construction bien symétrique, fermé sur une capacité symétrique réglée à la résonance. Il est suivi d'un récepteur à entrée symétrique comme

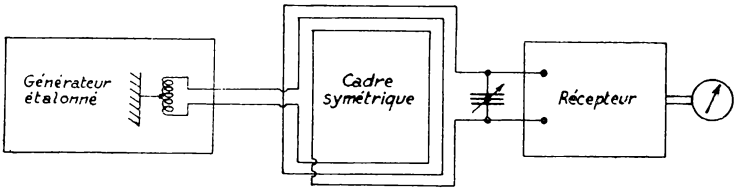


FIG. X-2.

dans le cas d'un récepteur de radiogoniomètre. Un indicateur à aiguille est connecté à la suite du récepteur et indique le niveau de sortie (fig. *X-2*).

— Dans la *coupure centrale* du cadre, *équipotentielle de la masse*, on intercale, aux lieu et place du thermo-couple de la figure *X-1*, une source de courant à haute fréquence produisant la force électromotrice étalonnée E', réglable en fréquence et en niveau. En principe cette source est constituée par le circuit de sortie d'un générateur étalonné à haute fréquence, de l'un des types utilisés pour l'étude des récepteurs et décrits plus loin au chapitre XI, § B 2°, p. 638), qui permet de créer dans le cadre une force électromotrice, entretenue ou modulée, réglable en fréquence dans toute la gamme usuelle et en niveau depuis une fraction de microvolt jusqu'à 100 mV.

Des précautions spéciales doivent être prises au montage pour éviter que le branchement du générateur étalonné n'introduise dans le cadre la moindre dyssymétrie et surtout le moindre effet d'antenne. La meilleure solution consiste à utiliser un générateur à circuit de sortie **isolé de la masse** (sortie sur transformateur sinusoïdal) dont le *point milieu* est mis *systématiquement à la masse*, soit directement s'il est accessible (fig. *X-3 a*), soit par l'intermédiaire d'un potentiomètre de deux résistances égales de l'ordre de la centaine d'ohms (fig. *X-3 b*).

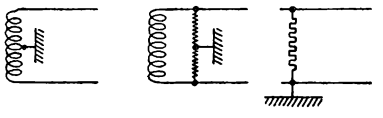


FIG. X-3.

Dans le cas où l'on utilise un générateur avec affaiblisseur à résistances et à circuit de sortie dyssymétrique, la liaison à la masse se trouve réalisée sur l'une des bornes de la coupure centrale du cadre (fig. *X-3 c*). Il en résulte une légère dyssymétrie, mais, comme l'impédance de sortie du générateur est faible, l'effet perturbateur est en général négligeable.

— En outre, pour améliorer la protection contre les ondes brouilleuses éventuelles, il est avantageux de conserver au circuit du cadre des propriétés sélectives efficaces et par suite de choisir le générateur étalonné de telle sorte que sa mise en circuit dans le cadre *n'introduise pas un amortissement notable* de ce dernier. A ce point de vue, l'emploi d'un générateur à sortie sur une petite

bobine sinusoïdale de résistance négligeable est très supérieur à celui d'un générateur à sortie sur résistances dont l'impédance de sortie est en général de l'ordre de 10 Ω.

— En conclusion, toutes les fois que cela sera possible, on utilisera de préférence un générateur comportant un circuit de sortie à couplage inductif intercalé dans le cadre au point central équipotentiel de la masse, et connecté systématiquement à la masse suivant l'un des schémas *a* ou *b* de la figure X-3.

Mesures. — La mesure comporte deux opérations destinées, l'une à *repérer* le champ à mesurer, l'autre à *étalonner* le repère.

— Pour la première opération, on éteint le générateur étalonné ($E' = 0$), mais sans le déconnecter de façon à ne pas modifier les caractéristiques du cadre ; on *oriente le cadre au maximum* de réception, on accorde le cadre et le récepteur sur l'onde à mesurer et on règle la sensibilité de façon à amener l'indicateur de sortie sur une division repère θ facilement lisible.

— Cela fait, on supprime l'action du champ en *orientant le cadre à l'extinction*, c'est-à-dire en le faisant tourner de 90° à partir de sa position initiale. Puis, on allume le générateur étalonné en lui faisant émettre un signal de même nature que celui qui était produit par le champ à mesurer (onde entretenue ou onde modulée à la même fréquence et au même taux) ; on règle sa fréquence à la résonance du récepteur, enfin on ajuste son niveau de façon à ramener l'indicateur de sortie sur son repère θ.

L'étalonnage du générateur fournit alors la valeur de la force électromotrice induite dans le cadre, c'est-à-dire aussi celle qui y était induite par le champ dans la première opération. On en déduit la valeur du champ.

— Si la modulation du champ à mesurer est variable ou de taux et de fréquence non étalonnés, il devient impossible de reproduire avec le générateur étalonné un signal de mêmes caractéristiques que le champ. Dans ce cas la mesure, telle qu'elle est exposée dans ce qui précède, perd toute signification. On tourne la difficulté en connectant l'indicateur de sortie, non pas à la sortie du dernier étage à basse fréquence du récepteur, mais dans le circuit de charge du détecteur de façon à repérer seulement l'onde porteuse du signal à mesurer. On opère alors comme si l'on avait affaire à une onde entretenue en injectant dans le cadre, pour la seconde opération, une force électromotrice étalonnée E' non modulée et la mesure fournit la valeur de la porteuse du champ étudié.

Variantes. — La méthode précédente, utilisant comme aérien un cadre symétrique de caractéristiques bien définies, s'impose pour les mesures de précision. Elle présente cependant l'inconvénient de nécessiter un appareillage spécialement conçu pour cet usage et d'un emploi pratique parfois malaisé.

— Pour les mesures courantes, qui prétendent le plus souvent à donner seulement un ordre de grandeur du champ et qui sacrifient la précision à la commodité d'emploi, on utilise souvent comme aérien une petite antenne, c'est-à-dire une tige métallique rectiligne de faible longueur par rapport à la longueur d'onde.

On peut utiliser dans ce but :

a) soit une *antenne symétrique*, constituée par deux tiges métalliques de même longueur, de l'ordre du mètre au maximum, disposées dans le prolongement l'un de l'autre de part et d'autre du coffret métallique contenant le circuit d'accord, et reliées à l'entrée du récepteur par un circuit quelconque symétrique.

b) Soit une *antenne asymétrique*, constituée par une tige métallique unique, émergeant du coffret métallique renfermant le récepteur et constituant le contrepoids d'antenne, et reliée à l'entrée du récepteur par un circuit asymétrique quelconque.

— Des exemples de réalisation correspondant à ces deux types d'antenne sont donnés sur la figure *X-4*.

— Dans le cas d'une onde électromagnétique constituée, polarisée verticalement, le dispositif récepteur est orienté de telle sorte que les antennes soient

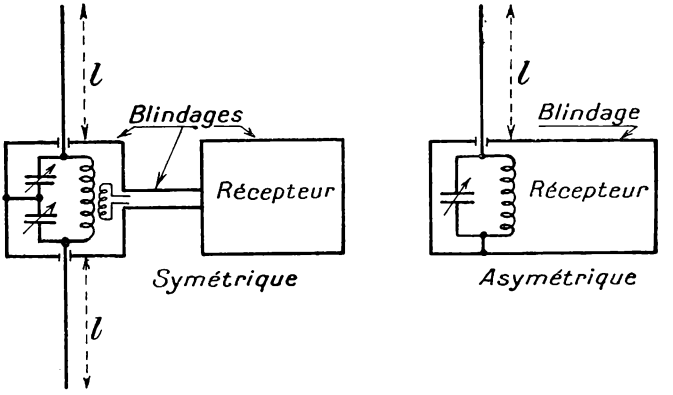


FIG. X-4.

verticales, donc parallèles au vecteur électrique K. Chaque brin d'antenne, de longueur libre (en dehors du blindage) égale à l, donc de hauteur effective $\frac{l}{2}$, se comporte alors comme une petite capacité γ en série avec une force électromotrice de valeur :

$$E = \frac{l}{2} K.$$

— Le tarage du récepteur s'effectue en remplaçant chaque brin d'antenne par un condensateur, de capacité γ égale à la capacité équivalente de l'antenne, et en connectant un générateur étalonné en série avec ce condensateur comme l'indique la figure *X-5*.

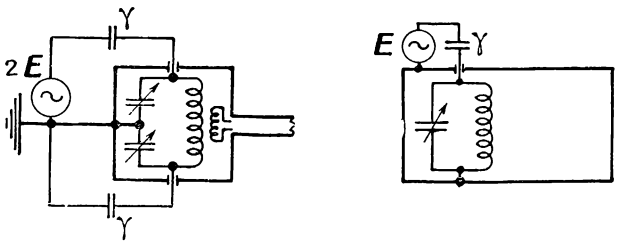


FIG. X-5.

— Dans le cas d'une onde électromagnétique non constituée, telle que celle que l'on trouve à proximité d'un émetteur et dont le champ électrique comporte une composante électrostatique importante, les deux types d'antenne envisagés ci-dessus, ne sont pas équivalents.

L'antenne symétrique, du fait même de sa construction symétrique, est insensible aux composantes électrostatiques perpendiculaires à sa direction. Elle mesure alors la composante électrique parallèle à sa direction et peut être utilisée pour goniométrer un champ polarisé. A ce point de vue, il est commode, comme l'indique la figure *X-4*, de fixer les brins d'antenne sur un petit boîtier

métallique, indépendant du récepteur et relié au récepteur par un cable blindé souple, de façon à permettre d'orienter l'antenne dans toutes les directions.

L'antenne asymétrique, au contraire, est sensible aux composantes électrostatiques perpendiculaires à sa direction en même temps qu'aux composantes parallèles. Dans ces conditions, les mesures de champ faites avec une antenne asymétrique perdent toute signification. Elles fournissent simplement la valeur d'une onde électromagnétique constituée, polarisée parallèlement à l'antenne, qui produirait sur celle-ci un *effet équivalent* à celui que produit le champ étudié.

En pratique,on emploie souvent une antenne asymétrique verticale pour évaluer le rayonnement à faible distance d'un appareil perturbateur quelconque. Le résultat de la mesure n'est plus alors qu'un repère qui permet une comparaison directe et simple de l'effet perturbateur global, *sur une antenne verticale*, avec les signaux utiles produits par des émetteurs lointains et captés par cette antenne. Ce mode opératoire est préconisé en particulier par le C. I. S. P. R. (Commission Internationale Spéciale des Perturbations Radioélectriques) pour évaluer les parasites rayonnés par un appareil électrique quelconque. Il s'agit, dans ce cas, non pas de faire une mesure du champ rayonné, mais d'évaluer le trouble apporté par ce champ sur une liaison radioélectrique d'un type donné, en l'espèce sur les liaisons radiophoniques de radiodiffusion utilisant, à la réception, une antenne verticale.

3° Cas des ondes courtes.

Ondes supérieures à 5 m. — Tant que l'on reste dans la gamme des ondes supérieures à 5 m, pour lesquelles on peut utiliser un cadre comme aérien, le montage et la technique de mesure qui précèdent restent applicables. Il y a lieu seulement, à mesure que la fréquence devient plus élevée, de prendre des précautions de plus en plus grandes pour éliminer les causes de perturbations : dyssymétrie, effets d'antenne, inductions directes sur les connexions et sur le récepteur, réactions mutuelles du cadre et du récepteur, effets de main, etc.

Pour parvenir à ce résultat, on est conduit à isoler complètement le cadre et, en particulier, à supprimer la liaison électrique avec le générateur qui, même en établissant la coupure au point central du cadre, risque toujours d'amener des perturbations.

Le mode de réalisation représenté sur la hgure X-*6* et indiqué par Carbenay [1] fournit une solution pratique utilisable jusqu'aux ondes métriques.

Le cadre est constitué par une simple boucle circulaire en tube rigide et indéformable complètement isolée dans l'espace. Le condensateur de réglage est disposé à la partie supérieure ; il est symétrique et la manette de réglage, commandée à distance par un long manche isolant, agit sur l'armature centrale équipotentielle du sol, de façon à éliminer toute dyssymétrie et tout effet de main. L'ensemble est disposé verticalement sur un bâti orientable autour d'un axe vertical et *bien dégagé de tous obstacles*, en particullier des boîtes métaliques contenant le générateur étalonné, le récepteur et les appareils de mesure, ainsi que de l'opérateur.

— Le couplage avec le récepteur, d'un type quelconque *a priori*, est réalisé *inductivement*, et à *couplage lâche*, sans aucune liaison électrique directe, par deux petites *bobines toroïdales* 1 et 2, fonctionnant en transformateurs

[1] Mesures de rayonnement aux fréquences élevées. F. CARBENAY, *Notes préliminaires du Laboratoire National de Radioélectricité*, n° 4.

d'intensité (chap. I, § C 2°, p. 50). et dont le rayonnement, donc le couplage avec une onde plane, est nul par construction. Pour ne pas détruire la symétrie de l'ensemble, ces deux bobines sont disposées symétriquement de part et d'autre du point central $\alpha\beta$ du cadre (équipotentiel de la masse) qui, comme nous le verrons ci-après, doit rester accessible pour le tarage de l'appareil. Elles sont connectées en série et attaquent le récepteur par un câble *blindé* à basse impédance. Le récepteur, dont le circuit d'entrée peut avec avantage être du type symétrique, est lui-même dans un coffret métallique formant *blindage*.

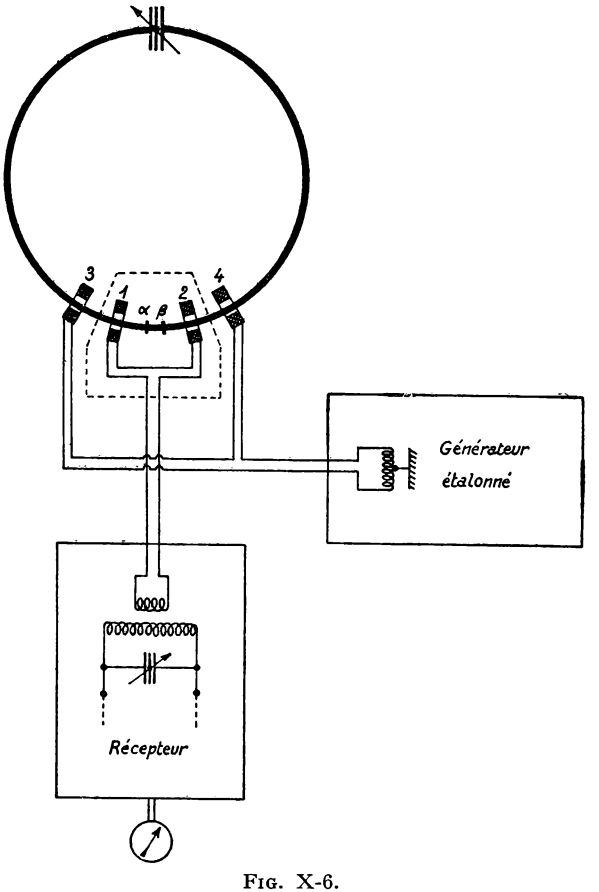


FIG. X-6.

— Le couplage avec le générateur étalonné blindé est réalisé de la même façon à l'aide de deux bobines toroïdales 3 et 4, connectées en série et attaquées par le circuit de sortie du générateur par l'intermédiaire d'une ligne symétrique blindée. Les deux bobines sont disposées *symétriquement* de part et d'autre des deux premières à une distance suffisante pour que les couplages directs par les *flux de fuites* soient négligeables. Un blindage métallique peut en outre être disposé entre elles pour éliminer toutes réactions mutuelles parasites.

— Les mesures s'effectuent en principe par deux opérations comme dans le cas des ondes longues, à *cette seule différence près* que l'étalonnage du générateur fournit la valeur de la tension d'attaque du câble alimentant les deux bobines toroïdales et *non pas la valeur de la force électromotrice induite* réellement dans le cadre. Il faut alors procéder à un *étalonnage préalable* de cette force électromotrice. A cet effet, on opère comme nous l'avons vu plus haut pour la mesure des champs intenses.

On place le cadre à l'extinction du champ à mesurer, de façon à ne pas être gêné par son action sur le cadre, on règle le générateur sur la fréquence de travail (fréquence du champ) et on ajuste son niveau de sortie au maximum en réglant à zéro, ou à une valeur faible A_0, son affaiblisseur étalonné. On obtient alors dans le cadre une certaine force électromotrice E'_0, inconnue *a priori* mais de valeur élevée. Dans la coupure $\alpha\beta$ du cadre, on connecte un thermo-élément

étalonné de résistance connue R_1, par exemple un fil incandescent ou un thermocouple à chauffage indirect ; on mesure alors un courant :

$$I_1 = \frac{E'_0}{R_1 + r}$$

en désignant par r la résistance du cadre.

On remplace le thermo-élément par un autre de résistance connue R_2 et on mesure un nouveau courant:

$$I_2 = \frac{E'_0}{R_2 + r}.$$

On en déduit la valeur :

$$E'_0 = \frac{R_1 - R_2}{\frac{1}{I_1} - \frac{1}{I_2}}$$

de la force électromotrice induite dans le cadre par le générateur pour un affaiblissement A_0 lu sur son affaiblisseur.

En donnant à cet affaiblissement une valeur A quelconque, *supérieure à* A_0, on peut *affaiblir* la force électromotrice E' dans un rapport quelconque *connu* à partir de E'_0 et obtenir par conséquent dans le cadre une force électromotrice E' étalonnée aussi faible qu'il est nécessaire. Si les valeurs de A et A_0 sont lues en *décibels* sur les échelles étalonnées du générateur, la force électromotrice E' a une valeur de $(A - A_0)$ décibels en dessous de E'_0. Connaissant E'_0, on calcule sa valeur à partir de la relation :

$$20 \lg \frac{E'_0}{E'} = A - A_0 \quad \text{dB}.$$

Si l'on utilise un affaiblisseur à *graduation décimale* on peut, pour le tarage, placer les manettes de réglage sur leurs positions correspondant au signal de sortie maximum, soit 100 000 μV. La valeur de E' correspondant à une lecture U μV faite sur l'affaiblisseur est alors :

$$E' = E'_0 \frac{U}{100\,000}.$$

— Dès l'instant où l'on a effectué le tarage de la force électromotrice induite dans le cadre par le générateur, on est ramené au cas des mesures sur ondes longues. On déconnecte le thermo-élément, on met en court-circuit les bornes $\alpha\,\beta$ et on opère comme il a été dit plus haut.

Ondes inférieures à 10 m. — Dans le cas des ondes très courtes, l'emploi du cadre devient impossible pratiquement ; on le remplace alors par une antenne verticale en demi-onde, donc en *résonance sur le champ* à mesurer. Sous cette seule réserve, le montage d'essais est le même que précédemment et prend l'aspect schématisé par la figure X-7.

— Le tarage et la technique opératoire sont *en principe* les mêmes que pour les ondes courtes supérieures avec le montage à cadre de la figure X-6. Toutefois une difficulté apparaît du fait que, pour la seconde opération, on ne peut plus, comme avec un cadre, réaliser l'extinction de l'onde à mesurer puisque l'antenne n'a pas d'effet directif dans le plan horizontal.

Dans le cas particulier où l'on aurait affaire à un champ à polarisation parfaitement verticale, on pourrait dans une certaine mesure obtenir l'extinction

en orientant l'antenne horizontalement ; mais, outre que sur ondes très courtes il y a toujours à compter avec des composantes horizontales du champ électrique, les caractéristiques électriques de l'antenne peuvent être perturbées et la mesure perd toute certitude.

En règle générale, on devra donc utiliser un moyen détourné pour éliminer l'influence de l'onde à mesurer pendant le tarage du récepteur.

— Si l'on effectue une mesure de rayonnement sur un émetteur dont on est maître de contrôler l'émission, la solution la plus simple consiste à couper cette émission pendant la seconde opération. On est alors ramené au cas de la mesure sur un récepteur à cadre.

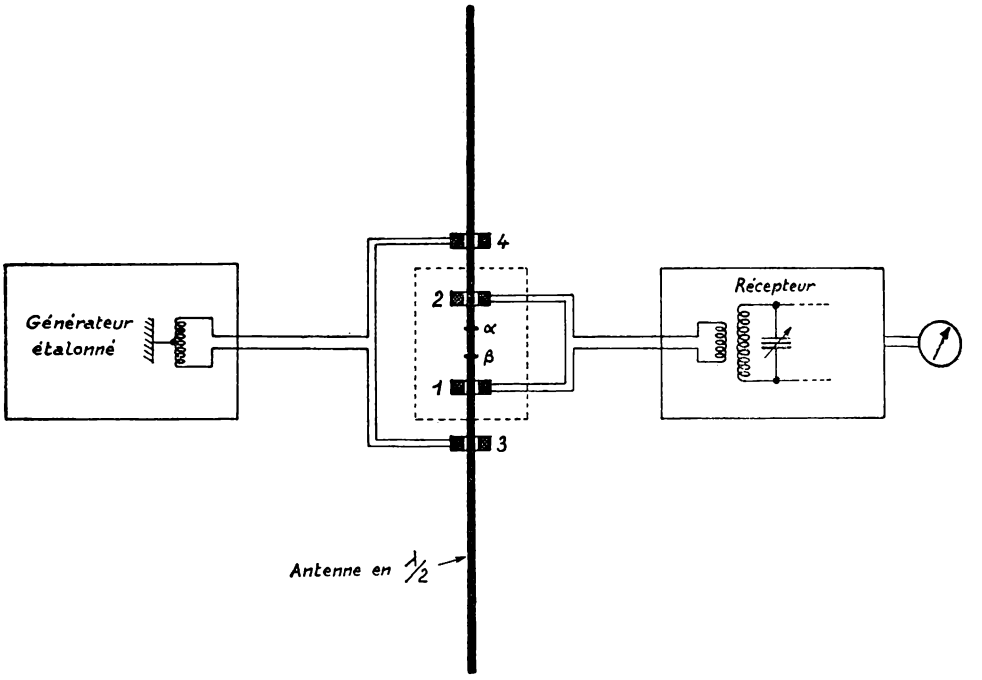


FIG. X-7.

— Dans le cas où l'on ne peut faire disparaître le champ à mesurer, donc son action sur le récepteur, il faut utiliser un artifice pour pouvoir effectuer son tarage malgré le brouillage. Plusieurs solutions ont été proposées :

a) On peut dérégler légèrement la fréquence d'accord du récepteur, et celle du générateur, de part et d'autre de la fréquence f du champ, d'une petite quantité juste suffisante pour rendre négligeable l'influence du champ à mesurer. On peut ainsi tarer la valeur de la force électromotrice E' induite dans l'antenne par le générateur étalonné pour deux fréquences f_1 et f_2 encadrant la fréquence de travail f. En adoptant pour f_1 et f_2 des valeurs symétriques par rapport à f, on peut prendre pour valeur exacte de E' la valeur moyenne des résultats fournis par les deux mesures.

b) On peut également, comme l'a indiqué David, opérer par superposition de la force électromotrice étalonnée E' à la force électromotrice à mesurer E sans changer l'accord du récepteur. On obtient alors à la sortie deux déviations : θ correspondant à l'action de E seule, et θ' correspondant à l'action de E' et E

superposées ; un étalonnage préalable à l'aide de deux générateurs étalonnés permet d'en déduire la valeur de E en fonction de E'.

En principe, la méthode est utilisable avec des ondes entretenues ou modulées, et un récepteur quelconque. La solution la plus simple en pratique consiste à opérer sur la porteuse en utilisant un indicateur de sortie intercalée dans un *détecteur quadratique* ; on a en effet dans ce cas :

$$\theta = kE^2$$

$$\theta' = k\left(\overline{E' + E}\right)^2 = k(E'^2 + E^2)$$

soit :

$$E' = E\sqrt{\frac{\theta'}{\theta} - 1}$$

et il suffit de régler le niveau du générateur de façon à doubler la déviation de l'indicateur ($\theta' = 2\theta$) pour en déduire l'égalité :

$$E = E'.$$

c) On pourrait enfin remplacer l'antenne réelle par une antenne fictive équivalente dans laquelle débiterait le générateur étalonné et qui serait soustraite à l'action du champ extérieur. Mais la réalisation d'une telle antenne fictive sur ondes très courtes est incertaine. Cette solution peut être utilisée pour des comparaisons de champs, ou mesures relatives ; elle peut plus difficilement convenir à des mesures absolues.

— Sous réserve de ces difficultés opératoires, l'antenne présente sur le cadre le double avantage d'être plus sensible et de permettre des mesures sur des ondes plus courtes. La limite est imposée par celle des générateurs étalonnés ; actuellement elle se situe au voisinage de 2 à 3 m (100 MHz), mais elle est susceptible d'extension vers les ondes plus courtes.

4° Choix du récepteur.

Caractéristiques générales. — Le rôle du récepteur se trouvant réduit à celui d'un simple organe de comparaison, ses caractéristiques n'ont aucune répercussion sur le résultat de la mesure et peuvent être quelconques *a priori*. Toutefois, pour pouvoir opérer dans de bonnes conditions pratiques, les récepteurs utilisés pour des mesures de champ doivent posséder certaines qualités indispensables.

La première, *fondamentale*, est une très grande *stabilité de fonctionnement*. En particulier l'amplification doit rester parfaitement constante pendant toute la durée des mesures pour permettre une comparaison précise des effets produits par le champ et par le générateur étalonné et régler leur égalité. Il faut donc veiller avec soin à éliminer toutes les causes possibles d'instabilité telles que : dérives par variations des sources d'alimentation ou de température, réaction entre l'amplificateur et l'aérien, effets de mains, etc.

Il est en outre avantageux, dans la plupart des cas, en raison de la faible hauteur des aériens utilisés et de la faiblesse des champs à mesurer, d'utiliser un récepteur très sensible. Il est bon également qu'il soit très sélectif, surtout si l'on veut mesurer un champ faible superposé à d'autres plus forts, par exemple lorsqu'on veut étudier le spectre d'un émetteur et mesurer les composantes de faible intensité relative.

Les divers types de récepteurs usuels ont à ces divers points de vue des avantages et des inconvénients. Le choix de l'appareil à utiliser est variable suivant les conditions d'utilisation et constitue un cas d'espèce à discuter dans chaque cas particulier.

Récepteurs à amplification directe. — Ces appareils ont un fonctionnement relativement simple et fournissent une réception très pure à l'abri des interférences parasites, que l'on rencontre par exemple dans un superhétérodyne et et qui peuvent donner lieu à des erreurs grossières. Ils sont donc commodes pour analyser, tout au moins en première approximation, un spectre compliqué et *repérer* ses diverses composantes existant réellement. Par contre, ils sont relativement peu sensibles et peu sélectifs ; dans un spectre complexe ils ne permettent pas toujours d'isoler et de mesurer séparément les diverses composantes.

Enfin, si l'on cherche à pousser trop loin leur amplification ou si l'on fait usage d'une réaction ils peuvent avoir des instabilités de fonctionnement prohibitives.

Récepteurs à changement de fréquence. — Le changement de fréquence permet d'augmenter considérablement la sensibilité, la sélectivité et la stabilité de fonctionnement ; les récepteurs superhétérodynes permettent donc de mesurer dans de bonnes conditions les composantes faibles des spectres compliqués. Par contre, du fait même de leur principe, ils donnent lieu à des accords parasites qui peuvent conduire à des confusions et à des erreurs grossières en faisant croire à l'existence d'émissions qui n'existent pas réellement. Ils ont donc, en définitive, les propriétés complémentaires de celles des récepteurs à amplification directe ; dans les cas complexes pouvant prêter à doute, il est avantageux d'explorer d'abord le spectre à l'aide d'un récepteur à amplification directe et d'effectuer ensuite les mesures précises avec un superhétérodyne. Pour une mesure de champ sur une fréquence fixe connue, les difficultés disparaissent si on dispose d'un récepteur superhétérodyne convenablement étalonné.

— Les récepteurs à changement de fréquence ont en outre l'avantage de posséder dans les étages à fréquence intermédiaire une chaîne amplificatrice à fréquence fixe et aussi basse qu'on le désire sur laquelle on peut intercaler des organes de réglages particulier, par exemple un affaiblisseur étalonné qui permet, quelle que soit la fréquence de l'onde reçue, de faire varier l'amplification globale dans un rapport connu et lu directement sur un cadran.

Récepteurs à super réaction. — *A priori* la super-réaction paraît peu propice aux mesures de champ car les récepteurs correspondants sont peu sélectifs et de stabilité moindre. Mais, dans la gamme des ondes très courtes, ils permettent d'obtenir une grande sensibilité avec des moyens simples ; de plus, dans ces gammes où les émissions sont souvent instables en fréquence, leur bande passante très large assure une meilleure stabilité de la réception et peut devenir une qualité.

En définitive, malgré l'insuffisance apparente du procédé et sous réserve qu'il n'y ait pas de brouillage, les récepteurs à super-réaction peuvent rendre des services appréciables pour les mesures de champ sur ondes très courtes.

5° Méthode du récepteur à sensibilité variable.

Principe. — Dans la méthode qui précède, le récepteur est un simple organe de comparaison, de caractéristiques constantes, et qui a pour seul but de contrôler l'égalité de l'effet à mesurer avec un autre de valeur étalonnée.

Elle a l'avantage de mettre hors de cause les caractéristiques du récepteur et de permettre des comparaisons sûres dès l'instant où l'on possède une source étalonnée de niveau réglable et comparable à celui du signal à mesurer.

Elle a par contre le double inconvénient :

a) de nécessiter l'extinction de l'onde utile pendant la seconde opération correspondant au tarage du récepteur ;

b) de reporter la difficulté de la mesure sur la source produisant le signal étalonné et de nécessiter l'emploi d'un appareil bien étudié et *parfaitement blindé*, faute de quoi les inductions directes de la source sur le cadre rendraient illusoire l'étalonnage de l'affaiblisseur donc la mesure elle-même.

— Pour certaines applications particulières, par exemple pour l'équipement des postes mobiles de mesure de champ, pour lesquels on recherche un matériel simple, léger et peu encombrant, on a été conduit à lui substituer la méthode du récepteur à sensibilité variable. Après avoir effectué le réglage du récepteur sur l'onde à mesurer comme dans le cas des mesures précédentes, on fait agir sur l'aérien une force électromotrice étalonnée E'_0 de *niveau quelconque a priori mais très supérieur à celui de la force électromotrice E* à mesurer.

Cela fait, on ramène l'indicateur de sortie du récepteur à sa division repère initiale θ en *réduisant dans un rapport connu k l'amplification global du récepteur.* On a alors :

$$E = \frac{E'_0}{k}. \tag{5}$$

La force électromotrice de référence E'_0 peut être fournie par un générateur quelconque *non blindé* ; sa valeur peut être suffisante pour permettre un étalonnage direct, par exemple par le procédé utilisé ci-dessus pour les mesures de champ intense. Enfin, comme elle est très supérieure à la force électromotrice E, l'influence de cette dernière devient tout à fait négligeable et on peut réaliser le tarage du récepteur sans se préoccuper d'éteindre l'onde à mesurer. Il en résulte une simplification appréciable des mesures, surtout dans le cas où l'on utilise comme aérien une antenne.

— Dans cette solution, la difficulté est reportée sur le récepteur dont la sensibilité doit être réglable et *étalonnée en valeurs relatives.*

Applications pratiques. — On utilise en général un récepteur du type superhétérodyne dans lequel, à *l'entrée des étages à fréquence intermédiaire*, on intercale un *affaiblisseur* de l'un des types étudiés au chapitre I, § F 3°, p. 110 et directement étalonné (fig. *X-8*). Cet affaiblisseur permet d'abaisser dans un rapport connu le niveau du signal à l'entrée des étages à fréquence intermédiaire et, en le réglant de façon à ramener l'indicateur de sortie sur son repère θ, de faire travailler à niveau constant tous les étages du récepteur qui suivent la première détectrice.

Dès lors, *sous la seule condition que l'amplification des étages à haute fréquence et du changeur de fréquence reste constante*, l'affaiblissement lu sur l'affaiblisseur représente le rapport des signaux appliqués à l'entrée de l'appareil.

La mesure s'effectue alors par les deux opérations suivantes :

a) le générateur étalonné étant éteint mais non déconnecté et l'*affaiblisseur placé sur sa position de réception maximale* (affaiblissement nul), on accorde le récepteur sur l'onde à mesurer et on règle sa sensibilité (au moyen de l'organe de réglage habituel) pour amener l'indicateur sur son repère θ ;

b) On fait agir le générateur étalonné, *sans se préoccuper d'éteindre l'onde*

étudiée, et on réduit la sensibilité du récepteur *au moyen de l'affaiblisseur* (sans modifier aucun autre réglage) de façon à ramener l'indicateur sur son repère 0.

La valeur de l'affaiblissement, lue sur les graduations de l'affaiblisseur, fournit par la relation (5) la valeur de la force électromotrice induite par le champ, donc la valeur du champ.

Si l'affaiblisseur est gradué en décibels et si on lit un affaiblissement A, on en déduit que la force électromotrice E due au champ est de A dB en dessous de la force électromotrice étalonnée E'_0. On calcule sa valeur à partir de la relation :

$$A = 20 \lg \frac{E'_0}{E}.$$

— Cette méthode de mesure est plus simple que la première, aussi bien en ce qui concerne le matériel à mettre en œuvre qu'en ce qui concerne la technique opératoire.

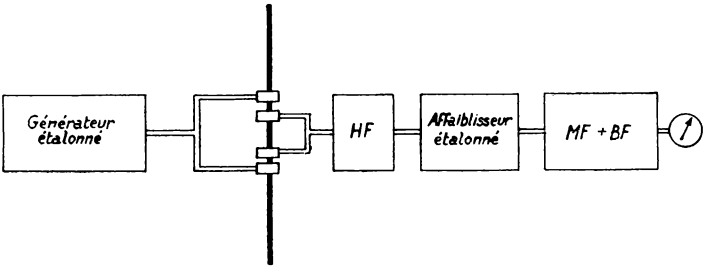


FIG. X-8.

Par contre, son principe suppose expressément que l'amplification des étages à haute fréquence et du changeur de fréquence reste rigoureusement la même pour le signal utile de niveau faible et pour le signal étalonné de niveau très supérieur. Il faut donc que les étages d'entrée du récepteur soient parfaitement linéaires, sans saturation ni effet de réglage automatique de gain, dans une gamme de niveaux très étendue. Cette condition *risque d'introduire des erreurs importantes*, d'autant plus que le signal étalonné est plus intense et l'onde mesurée plus faible ; pour des mesures sérieuses il est indispensable de vérifier, à l'aide d'un générateur étalonné du type utilisé pour les mesures sur les récepteurs, qu'elle est bien satisfaite dans la gamme de tension nécessaire.

— On pourrait éliminer ce défaut en plaçant l'affaiblisseur à l'entrée du récepteur complet, mais alors il faudrait utiliser un affaiblisseur dont le fonctionnement et l'étalonnage restent parfaitement constants dans toute la gamme des fréquences d'utilisation. Un tel affaiblisseur serait d'une réalisation plus compliquée, surtout sur ondes courtes.

E. — MESURES DES CHAMPS A CARACTÉRISTIQUES VARIABLES

1° Remarques générales.

Nous avons vu au début de ce chapitre que la définition et par conséquent la mesure précise d'un champ électromagnétique nécessitaient que ce champ ait une polarisation et une intensité constantes et bien définies, c'est-à-dire que

le vecteur électrique $\vec{K}$ ait une direction connue et fixe et une valeur constante. Ces conditions sont réalisées en pratique sur ondes longues et tant qu'on opère dans l'onde directe d'un émetteur, en particulier dans le cas des mesures des champs intenses créés par des émetteurs fixes.

Des perturbations plus ou moins graves apparaissent au contraire :

a) Si l'on veut mesurer le champ d'un émetteur mobile, tel qu'un émetteur d'avion, dont le champ au point où l'on installe les appareils de mesure varie rapidement en intensité et parfois en direction.

b) Si l'on opère sur le champ faible d'un émetteur lointain, surtout dans la gamme des ondes courtes et très courtes, auquel cas les ondes réfléchies par l'ionosphère ou par les obstacles terrestres produisent, au point où l'on effectue la mesure, des champs d'orientation et de phase quelconques et de niveaux comparables à celui du champ à mesurer. Dans ce cas, le champ résultant peut varier très fortement et à une cadence quelconque en valeur et en direction.

— Dans ces divers cas, la mesure se complique singulièrement et les procédés indiqués pour les mesures des champs stables deviennent d'une utilisation difficile. D'ailleurs, la définition du champ devient elle-même incertaine ; les mesures n'ont plus alors qu'un caractère approximatif et ne fournissent plus que des ordres de grandeur.

Au point de vue des conditions expérimentales, il y a lieu de distinguer deux cas suivant que le champ varie seulement en valeur ou simultanément en grandeur et en direction.

2° Champ à intensité variable.

Définition et causes. — Dans ce cas, le vecteur électrique K a une direction bien définie et fixe, mais sa grandeur varie continuellement suivant un rythme quelconque. On peut avoir des variations lentes et continues, par exemple quand on veut mesurer le champ d'un émetteur mobile (avion ou voiture), ou au contraire des variations d'allure plus ou moins périodique à cadence lente ou rapide, par exemple dans le cas d'une émission sur onde moyenne soumise à des effets d'évanouissement (fading).

Méthode de mesure. — En principe, le dispositif expérimental et le mode opératoire restent les mêmes que dans le cas d'un *champ faible* de caractéristiques constantes. La direction de polarisation du champ étant bien définie et stable, l'orientation à donner à l'aérien est elle-même définie et constante. La difficulté apparaît au moment où l'on veut effectuer le tarage du récepteur car, cette opération demandant un temps appréciable, il devient impossible de suivre les fluctuations du champ. Il faut alors substituer au dispositif précédent à réglage manuel un dispositif automatique muni d'un enregistreur.

Le matériel de mesure comporte essentiellement un ensemble du type utilisé pour la mesure des champs faibles (fig *X-2* à *X-8*). Les seules particularités résident dans le récepteur qui doit être choisi *spécialement stable*, en particulier en sensibilité, et surtout dans l'indicateur de sortie qui est constitué par un appareil enregistreur automatique à déroulement continu. Les caractéristiques de ce dernier doivent être choisies en fonction des fluctuations du champ à mesurer. Si les variations restent relativement faibles, par exemple dans un rapport de 1 à 10, on peut utiliser un indicateur à déviation linéaire quelconque. Si, au contraire, on doit enregistrer des fluctuations beaucoup plus grandes, comme cela se produit dans le cas des évanouissements, il faut mettre en œuvre

un dispositif à élongation contractée qui permette d'enregistrer et de lire avec une précision comparable les champs faibles aussi bien que les champs intenses. On peut par exemple utilisers un récepteur muni d'un organe de réglage automatique de gain, accouplé à un indicateur linéaire, l'ensemble fonctionnant en millivoltmètre à sensibilité d'allure logarithmique.

Enfin, si l'on veut étudier des variations de champ de très faible amplitude, il y a avantage à employer un enregistreur à échelle dilatée, par exemple un amplificateur à seuil fonctionnant en amplificateur de crête et commandant un enregistreur linéaire.

— Dans ces conditions, pour faire l'étude des fluctuations du champ, on accorde le récepteur sur ce champ, on règle sa sensibilité de façon que la plume de l'enregistreur trace sa courbe dans la région favorable du papier gradué et on laisse l'appareil fonctionner sans retouche des réglages. Si les caractéristiques du récepteur restent parfaitement constantes pendant toute la durée de la mesure, la courbe tracée par l'enregistreur donne la loi de variation du champ. Un étalonnage préalable, effectué à l'aide du générateur étalonné comme dans le cas de la mesure d'un champ stable, permet de déterminer la valeur du champ à chaque instant.

Si l'on a des doutes sur la stabilité du récepteur et si l'essai doit être poursuivi pendant un temps notable, il est prudent de reprendre l'étalonnage de temps en temps en cours de mesure.

Variante. — Dans certains cas, par exemple pour les applications aux liaisons radiotélégraphiques ou radiotéléphoniques, il est sans intérêt de connaître la loi réelle de variation du champ, mais il est utile de déterminer la fraction du temps pendant laquelle le champ dépasse une certaine valeur jugée nécessaire pour réaliser une bonne réception. On peut ainsi, à l'aide d'un seul chiffre, définir la qualité d'une liaison.

— On a réalisé des enregistreurs automatiques qui permettent de chiffrer automatiquement cette fraction. Ils comportent essentiellement un compteur chronométrique, commandé par un relais, lui-même connecté à la sortie du récepteur et qui totalise les temps pendant lesquels le signal de sortie du récepteur dépasse un certain niveau. Un tarage préalable de ce niveau et de la sensibilité du récepteur, effectué à l'aide du générateur étalonné, permet ainsi d'enregistrer la fraction du temps, évaluée en centièmes, pendant laquelle la force électromotrice E, donc aussi le champ, dépassent des valeurs connues imposées à l'avance.

3° Champ à polarisation variable.

Dans ce cas le vecteur électrique varie, non seulement en grandeur, mais également en direction ; on le rencontre par exemple, plus spécialement sur ondes courtes, lorsque le champ étudié est fortement influencé par une onde réfléchie, soit par la haute atmosphère, soit par un obstacle quelconque de caractéristiques variables.

Si l'on voulait déterminer réellement toutes les caractéristiques du champ à chaque instant, il faudrait mettre en œuvre trois appareils enregistreurs du type précédent, dont les aériens seraient orientés suivant trois axes rectangulaires et qui enregistreraient *simultanément* les fluctuations des trois composantes du champ. Il faudrait alors mettre en œuvre un appareillage considérable dont la complication ne se justifierait que dans des cas particuliers tout à fait exceptionnels.

— Le plus souvent en pratique, on s'intéresse uniquement à la composante du champ qui joue un rôle effectif dans les liaisons radioélectriques, c'est-à-dire la composante verticale. On est alors ramené au problème précédent et on se contente d'étudier les fluctuations de grandeur de la composante verticale du champ à l'aide d'un seul équipement du type précédent dont l'aérien est orienté verticalement.

F. — UTILISATIONS PRATIQUES

1° Conditions d'emploi. — Précision.

Types d'ondes. — Les mesures de champ peuvent être faites sur des champs modulés ou sur des champs non modulés moyennant certains aménagements de détails variables avec le type de l'onde utilisée et l'intensité du champ mesuré.

Dans le cas des *champs intenses*, le résultat de la mesure étant déduit des indications d'un indicateur thermique, on obtient dans tous les cas la *valeur efficace du champ*. Si l'on a affaire à un champ modulé avec un taux m et dont la porteuse a pour valeur efficace K, on mesure donc en réalité :

$$K_{\text{eff}} = K\sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}.$$

Si l'on connaît m, on peut en déduie K.

— Dans le cas des *champs faibles*, comme les mesures prennent pour repère les indications d'un appareil connecté à la sortie d'un récepteur, les conditions opératoires dépendent du type de l'onde à mesurer.

— Pour un *champ non modulé* (onde entretenue) le repérage du signal à la sortie du récepteur peut se faire à l'aide d'un indicateur sensible commandé directement par l'étage détecteur. Si la sensibilité est insuffisante, on peut également utiliser un récepteur spécialement équipé pour la réception des ondes entretenues, soit par battement, soit par modulation à basse fréquence, et effectuer la mesure sur un indicateur connecté à la sortie des étages à basse fréquence. La réception par battement impose d'ailleurs une sujétion nouvelle : celle d'une très grande stabilité de fréquence, aussi bien de l'émetteur dont on mesure le champ que de l'oscillateur interne auxiliaire du récepteur. Pour cette raison elle est d'un emploi pratique d'autant plus difficile que la fréquence du champ est plus élevée et, dans la gamme des ondes courtes et très courtes, il est préférable d'utiliser la réception par modulation.

Dans tous les cas l'étalonnage est effectué à l'aide d'un générateur étalonné non modulé dont l'étalonnage fournit directement la valeur efficace de la force électromotrice induite dans l'aérien par le champ étudié.

— Si le *champ est modulé*, le problème se complique un peu et appelle des solutions diverses suivant que l'on a affaire à une modulation fixe ou variable et de caractéristiques connues ou inconnues.

S'il s'agit d'une émission télégraphique en onde modulée dont le *taux* et la *fréquence* de modulation sont *constants* et *connus*, on utilise un générateur étalonné fournissant également une onde modulée avec la même fréquence et le même taux que l'onde étudiée, moyennant quoi on peut faire la mesure à l'aide d'un récepteur quelconque pour ondes modulées suivi d'un indicateur du niveau de sortie à basse fréquence. Les caractéristiques connues du signal de sortie

du générateur étalonné fournissent alors les valeurs correspondantes de la force électromotrice induite dans l'aérien par le champ et par suite celles du champ.

Si la modulation de l'onde étudiée a des caractéristiques *fixes*, mais *inconnues*, la méthode qui précède devient inutilisable. Il faut alors repérer la valeur de la *porteuse seule* à l'aide d'un indicateur de niveau de sortie connecté directement dans l'étage détecteur et effectuer son étalonnage à l'aide d'un générateur étalonné *non modulé*.

Enfin, si l'on veut mesurer un *champ à modulation continuellement variable* en fréquence et en profondeur, par exemple celui d'un émetteur de radiodiffusion, il faut mesurer la porteuse seule. On peut à cet effet opérer :

a) soit, comme dans le cas d'une onde à modulation fixe mais inconnue, à l'aide d'un indicateur connecté dans l'étage détecteur d'un récepteur pour ondes modulées ;

b) soit, comme dans le cas d'une onde entretenue, en utilisant un récepteur spécial pour la réception des ondes entretenues par battement et en disposant l'indicateur à la sortie des étages à basse fréquence, à la suite de filtres qui permettent de séparer le battement dû à l'onde porteuse des courants dus à la modulation et de le mesurer seul.

Influence du sol. — Les caractéristiques électriques du sol interviennent dans la propagation des ondes par l'intermédiaire des ondes réfléchies. Elles jouent en particulier un rôle important sur la valeur et parfois sur l'orientation du champ apparent au ras du sol, c'est-à-dire précisément sur le champ accessible aux divers dispositifs de mesure examinés ci-dessus et qui se trouvent habituellement installés sur le sol ou à faible hauteur au-dessus du sol.

Dès lors, l'interprétation d'une mesure de champ ne peut se faire que si l'on connaît les conditions expérimentales dans lesquelles elles ont été effectuées : longueur d'onde de travail, nature et caractéristiques électriques du sol au voisinage de l'aérien récepteur, hauteur de cet aérien au-dessus du sol, obstacles ou réflecteurs avoisinants, heure à laquelle ont été effectués les relevés, etc. Il ne faut donc pas oublier, en donnant les résultats d'une mesure de champ, de bien préciser les conditions expérimentales.

Gammes. — En jumelant les dispositifs de mesure des champs intenses et des champs faibles, on peut actuellement mesurer des champs dans une gamme de niveaux très étendue, allant par exemple de plusieurs volts par mètre à moins de 1 μV par mètre.

On peut opérer sans difficulté dans la gamme de fréquence comprise entre 15 kHz et 25 MHz environ (20 000 à 12 m) ; avec des précautions on peut actuellement reporter la limite au voisinage de 500 à 600 MHz (60 à 50 cm) dans le cas des champs intenses et de 100 à 150 MHz (3 à 2 m) dans celui des champs faibles.

Précision. — Dans le cas des champs assez forts pour pouvoir être mesurés par la méthode des champs intenses, la précision de la mesure est imposée surtout par la précision d'étalonnage des thermo-couples et des résistances étalonnées de référence ; elle est habituellement de l'ordre de quelques centièmes.

— Dans le cas des champs plus faibles, pour lesquels il faut faire appel à la méthode de mesure des champs faibles, mais suffisamment intenses cependant pour que l'on obtienne à la sortie du récepteur un signal fort et pur sans pousser sa sensibilité, la précision de la mesure est surtout limitée par celle de l'étalonnage du générateur étalonné. Avec les appareils de bonne qualité et fréquem-

ment contrôlés, on peut compter sur une précision de l'ordre de 5 à 10 % (0,5 à 1 dB). Par contre, avec les appareils usuels on peut avoir facilement des écarts de 10 à 25 %.

On peut d'ailleurs faire des recoupements en calculant la puissance rayonnée par un émetteur bien dégagé et bien étudié, d'une part une mesure de champ, d'autre part des mesures électriques directes sur l'émetteur. Des résultats obtenus par David à l'aide d'un générateur à affaiblisseurs sinusoïdaux étalonnés avec soin ont mis en évidence une coïncidence meilleure que 20 % pour la puissance, soit 10 % pour la valeur du champ.

— La précision diminue rapidement, naturellement, si le champ devient faible ou si les conditions expérimentales deviennent défectueuses, par exemple dans le cas de mesures à l'aide d'un appareillage mobile ou d'un enregistreur. Les erreurs peuvent atteindre et dépasser 30 %.

— La précision diminue encore lorsque la fréquence s'élève en raison des nombreuses causes d'erreur qui viennent perturber les mesures. Dans le cas des ondes très courtes, les écarts peuvent facilement atteindre et dépasser 6 dB (100 %) ; les mesures ne fournissent plus alors que des indications d'ordre de grandeur.

2° Applications usuelles.

Méthode des champs intenses. — Son principal avantage est sa simplicité relative d'où découle une meilleure précision. Par contre :

a) Elle a une sensibilité médiocre qui nécessite d'opérer à faible distance d'un émetteur de puissance suffisante ; de ce fait, son emploi se trouve limité à la mesure des champs de caractéristiques stables.

b) Sa sélectivité est également faible ; elle est alors incapable de séparer les harmoniques d'une onde non sinusoïdale et ne peut servir qu'à la mesure du terme fondamental.

— Cette méthode trouve son application pour les mesures précises de rayonnement des émetteurs de grande puissance (hauteur effective, puissance rayonnée, résistance de rayonnement).

Méthode des champs faibles. — Par comparaison avec la précédente, elle présente les inconvénients d'une plus grande complexité de manœuvre, d'un plus grand encombrement des appareils et d'une précision moindre. Par contre, elle fournit une sensibilité et une sélectivité très supérieures et permet de sélectionner et de mesurer des champs faibles dans un spectre quelconque. C'est en fait la méthode type usuelle des mesures de champ.

Ses principales applications courantes sont :

a) mesure de rayonnement, hauteur effective, résistance de rayonnement et puissance rayonnée des émetteurs de faible puissance ;

b) relevé des diagrammes de rayonnement des aériens directifs ;

c) analyse du spectre d'un émetteur comportant des composantes harmoniques ou des émissions parasites pouvant descendre à $\frac{1}{1\,000}$ ou $\frac{1}{10\,000}$ de la composante fondamentale ;

d) étude des champs à caractéristiques variables ;

e) étude de la propagation des ondes, c'est-à-dire de la loi de variation de l'intensité du champ avec la distance à l'émetteur dans des conditions expéri-

mentales variées, soit dans un but scientifique, (étude de l'influence des obstacles, de la nature du sol, détermination des formules semi-empiriques de propagation), soit dans un but pratique (détermination des valeurs des champs utiles et des champs brouilleurs dans les diverses gammes de longueurs d'onde).

3° Mesures des parasites.

Généralités. — On désigne sous le nom de *parasites* l'ensemble des ondes perturbatrices, créées par des phénomènes atmosphériques ou par les circuits électriques industriels, et qui, en superposant dans les récepteurs leur effet à celui de l'onde utile, brouillent plus ou moins complètement les réceptions.

Dans le cas des parasites industriels ces ondes, provoquées par les discontinuités de régime des circuits électriques usuels : lumière, force, sonnerie,... ont un caractère essentiellement transitoire. Elles se présentent le plus souvent sous forme d'ondes périodiques très fortement amorties, parfois sous forme d'ondes apériodiques. Leur fréquence, imposée par les caractéristiques des *oscillations libres* des circuits où elles prennent naissance, est très variable et peut se situer en un point quelconque de la gamme radioélectrique usuelle.

D'ailleurs, comme les circuits générateurs de parasites sont en général très complexes au point de vue radioélectrique, toute discontinuité de leur régime s'accompagne généralement de l'émission de plusieurs ondes perturbatrices de fréquences et de niveaux très différents. Enfin ces ondes, d'intensité relativement grande comparativement à celle des ondes usuelles de trafic radioélectrique, mais de durée très courte, agissent par choc sur les circuits du récepteur et provoquent leur mise en oscillations libres.

— Pour toutes ces raisons, et sans en analyser plus complètement le mécanisme, on conçoit que les émissions parasites du type qui nous intéresse aient un *spectre extrêmement large.* Il s'étend pratiquement sur toute la gamme radioélectrique usuelle ; toutefois, le caractère pseudo-périodique de certaines composantes crée, si l'on peut dire, des *gammes privilégiées.* Il en résulte en pratique que, si l'on explore toute la gamme radoélectrique en présence d'un parasite industriel, on constate l'existence de zones de brouillage maximal et de zones de brouillage moindre et même parfois négligeable.

— Ces diverses ondes, amplifiées et détectées dans le récepteur au même titre que les ondes usuelles, produisent dans l'écouteur un crépitement caractéristique qui constitue une gêne sérieuse à l'écoute des signaux utiles. Pour assurer la sécurité ou la qualité des liaisons radioélectriques, il serait souhaitable de supprimer complètement les parasites de cette nature. En pratique, leur suppression totale étant impossible, on se contente d'abaisser leur niveau de telle sorte que les troubles produits restent suffisamment faibles pour être pratiquement négligeables.

— On est ainsi conduit à l'idée de comparer l'intensité des ondes parasites à celle des ondes utiles, donc de *mesurer le champ d'un parasite industriel* en un point quelconque où l'on a installé un récepteur.

Le problème ainsi posé s'apparente en principe à celui de la mesure du champ d'une onde usuelle entretenue, mais il en *diffère profondément* en pratique du fait du caractère particulier des ondes à mesurer et de leurs modes d'action sur le récepteur.

— Les *ondes usuelles* sont, par essence même, des *ondes entretenues,* en général modulées, de fréquence et d'amplitude bien définies et constantes. Elles font

travailler le récepteur en *régime permanent* et produisent à la sortie des *courants sinusoïdaux* ou des mélanges de courants sinusoïdaux qui, dans les bons récepteurs, reproduisent fidèlement la modulation de l'onde incidente et peuvent toujours être mesurés facilement à l'aide d'un *indicateur quelconque* à aiguille.

— Les *parasites*, au contraire, sont constitués par une suite de trains comportant un *mélange d'ondes pseudo-pérodiques, très amorties* en général, de *fréquence* et surtout de *niveau continuellement variables*. Ces trains se succèdent eux-mêmes avec une cadence et une complexité extrêmement variables suivant la nature du phénomène physique qui leur donne naissance.

Dans le cas d'un vibreur ou d'un rupteur mécanique fonctionnant avec une fréquence constante, on obtient des trains d'ondes de très courte durée et très espacés les uns des autres se succédant régulièrement avec la fréquence du vibreur.

Dans le cas le plus général où les parasites sont dus à des contacts imparfaits ou intermittents, on obtient des trains d'ondes de même nature, mais se succédant à intervalles de temps quelconques et pouvant se trouver plus ou moins enchevêtrés.

Toutes ces émissions amorties agissent *par chocs* sur *tous les circuits* du récepteur et font travailler ces circuits *essentiellement en régimes transitoires*. Dès lors, le signal de sortie correspondant, dont la cadence générale suit la cadence des trains d'ondes, est constitué par des mélanges de courants apériodiques ou pseudo-périodiques à basse fréquence provenant, en partie de la détection des trains d'onde incidents, *mais surtout des oscillations libres de tous les circuits du récepteur* à haute et à basse fréquences. Ses caractéristiques sont définies, non pas par celles du signal incident comme dans le cas d'une onde entretenue modulée, mais surtout par celles de tous les circuits du récepteur, en particulier par les valeurs des constantes du temps de chacun d'eux.

Autrement dit, si l'on remplace pour l'analyse le parasite réel par son spectre équivalent d'ondes entretenues, le signal produit à la sortie du récepteur dépend à la fois des *caractéristiques de l'onde incidente*, de la *sensibilité du récepteur*, de la *sélectivité* ou bande passante des étages à haute fréquence et de la *courbe de réponse* des étages à basse fréquence.

Enfin, le signal de sortie, constitué par une suite ou un mélange de courants apériodiques ou pseudo-périodiques à basse fréquence, peut prendre les aspect les plus variés. Dans le cas d'un vibreur ou d'un rupteur mécanique, il se présente sous forme de claquements brefs et intenses se succédant à intervalles réguliers ; dans les autres cas il prend l'aspect d'un crépitement plus ou moins régulier pouvant aller jusqu'au bruit de friture continu qui constitue le bruit de fond. Une telle diversité de forme, dont les effets pratiques (en particulier sur l'oreille d'un opérateur) sont très difficiles à apprécier, rend extrêmement délicate la définition même du signal de sortie : il en est de même *a fortiori* de sa mesure si l'on remarque qu'un même parasite de cette nature produit des effets très divers sur l'indicateur de sortie suivant que celui-ci est un appareil linéaire, quadratique ou de crête.

En résumé, si l'on fait agir successivement ou simultanément *sur un même récepteur*, d'une part une onde entretenue modulée, d'autre part un parasite industriel .:

a) le signal à la sortie ne dépend que de l'amplification globale, c'est-à-dire de la sensibilité du récepteur, dans le cas de l'onde modulée, et dépend en outre de sa sélectivité et de sa courbe de réponse à basse fréquence dans celui du parasite ;

b) la comparaison des signaux de sortie, de compositions physiques et de

caractéristiques très différentes, est elle-même très difficile et fonction des conditions expérimentales ;

c) les effets produits par les deux ondes peuvent être différents suivant leurs valeurs relatives et suivant qu'elles agissent séparément ou simultanément.

— Dans ces conditions, on conçoit que, si l'on opère avec un matériel récepteur quelconque, il soit très difficile de comparer les intensités relatives d'une onde modulée et d'un parasite. En fait, on ne compare pas les champs eux-mêmes, mais seulement leurs effets *apparents* sur le récepteur. Encore faut-il, pour que la comparaison ait un sens, que toutes les caractéristiques du récepteur et de l'indicateur de sortie, aussi bien que les conditions expérimentales, soient parfaitement connues et définies.

— De telles comparaisons sont donc essentiellement *arbitraires* et *conventionnelles*. Néanmoins, elles peuvent rendre de grands services quand on se propose simplement de limiter les perturbations radioélectriques apportées à des liaisons pratiques d'un type déterminé ou de comparer l'efficacité de divers dispositifs antiparasites sur une installation donnée. C'est ainsi que, jusqu'en 1951, le contrôle des parasites industriels par l'Administration Française pour la protection des réceptions radiophoniques était effectué à l'aide d'un matériel (1) et suivant un mode opératoire défini avec précision par les arrêtés du Ministre des Postes, Télégraphes et Téléphones du 30 mars et du 20 avril 1934 (2).

— Depuis cette époque, de nombreuses études ont été faites dans ce domaine et ont fait l'objet, depuis 1933, des discussions du Comité International Spécial des perturbations radiophoniques (C.I.S.P.R.) (3). Ces études et discussions ont peu à peu clarifié les idées et on peut dire que, actuellement, une technique rationnelle de mesure des parasites s'est imposée. Dans ce qui suit, nous allons en résumer les idées essentielles et les conclusions pratiques *actuelles*, étant bien entendu cependant qu'il s'agit encore d'une étape provisoire et que de nombreuses études restent à faire.

Définition d'un parasite. — Un parasite est essentiellement un signal radioélectrique *très bref*, donc à caractère impulsif, qui se répète, en principe semblable à lui-même, avec une cadence quelconque imposée par l'appareil électro-mécanique qui crée le trouble. Cette cadence peut être très lente, auquel cas les parasites peuvent être considérés comme isolés, par exemple avec une périodicité de l'ordre de la minute ; mais elle peut prendre des valeurs quelconques correspondant à des fréquences industrielles (50 Hz) ou musicales. En pratique, elle dépasse rarement quelques milliers d'impulsions par seconde.

Dans ces conditions, quelle que soit la cadence, on peut admettre que la *durée du parasite est toujours très petite devant la période de répétition*, ce qui revient à dire que chaque impulsion est pratiquement autonome et peut être regardée comme complètement éteinte au moment où se produit la suivante. Cette remarque s'applique exclusivement au signal origine, pris dans l'onde incidente ; elle ne s'applique pas forcément aux signaux observables à la sortie du récepteur, qui ont une durée beaucoup plus grande, surtout si le récepteur est très sélectif, et qui peuvent chevaucher les uns sur les autres lorsque la fréquence de répétition se rapproche de la bande passante du récepteur.

(1) Appareil pour la mesure du degré de gravité des perturbations radio-électriques. — N. SUBRA, *Annales des P. T. T.*, 24e année, n° 4, avril 1935, pp. 364-384.

(2) Publication 407 de l'Union Technique des Syndicats de l'Électricité (U. S. E.). *Les parasites en T. S. F.* — P. DAVID, *L'Onde électrique*, vol. XIV, février-mars 1935, nos 158-159.

(3) Rapports publiés par le Bureau Central de la C. E. I., 28, Voctoria Street - Westminster. Londres S. W. 1.

— Pour la commodité de la discussion, nous admettrons que la perturbation initiale, désignée sous le nom général de « parasites », est composée par une suite d'impulsions de *forme quelconque, toutes identiques,* qui se succèdent *sans enchevêtrement* et à *intervalles de temps réguliers* avec une fréquence N.

— Un tel signal peut toujours être décomposé en série de Fourier et représenté par un spectre très étendu, comportant un nombre considérable de raies, toutes espacées les unes des autres d'une même quantité égale à N.

— Si l'on fait agir ce signal sur un récepteur, seules les composantes dont la fréquence se trouve située dans la bande passante du récepteur peuvent le traverser et jouer un rôle effectif. Toutes les autres sont sans effet.

— Comme, dans les récepteurs usuels, la bande passante est toujours très petite devant la fréquence d'accord F_0, les composantes utiles du spectre sont limitées à un nombre relativement faible de composantes encadrant la composante dont la fréquence correspond à celle du récepteur, c'est-à-dire de rang « n » tel que :

$$nN = F_0.$$

On peut alors admettre en première approximation que toutes les composantes utiles du spectre ont pratiquement même *amplitude,* égale à celle de la composante de rang « n », que nous désignerons par P_n et qui est liée à la fonction $f(t)$ qui représente la loi de variation du signal pendant la durée d'une impulsion par les relations classiques :

$$P_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$$

avec

$$\begin{cases} A_n = \dfrac{2}{T}\displaystyle\int_0^T f(t) \sin n\omega t \cdot \mathrm{d}t \\ B_n = \dfrac{2}{T}\displaystyle\int_0^T f(t) \cos n\omega t \cdot \mathrm{d}t \end{cases}$$

en désignant par $T = \dfrac{1}{N} = \dfrac{2\pi}{\omega}$ la période de répétition.

En vertu de la remarque ci-dessus, la fonction $f(t)$ est toujours identiquement nulle pour $t = T$; par suite les intégrales prises entre les limites 0 et T ne contiennent pas T. On en déduit que :

a) La composante P_n est toujours proportionnelle à $N = \dfrac{1}{T}$.

b) La grandeur physique qui caractérise le niveau et la forme d'un parasite, représentée par la fonction $f(t)$, pour un récepteur accordé sur une fréquence F_0, est égale non pas à P_n qui dépend de N, mais au quotient :

$$P = \frac{P_n}{N} \tag{6}$$

qui ne dépend que de $f(t)$ et qui coïncide pratiquement avec l'amplitude de la composante de fréquence F_0 du spectre d'une impulsion isolée.

— En conclusion, *pour un récepteur accordé sur une fréquence* F_0, un parasite est entièrement défini par deux paramètres, à savoir :

a) l'amplitude P de la composante spectrale, de fréquence F_0, d'une impulsion prise isolément ;

b) la fréquence de répétition N des impulsions.

Action d'un parasite sur un récepteur. — L'étude de l'action d'un parasite sur un récepteur est relativement simple, *du moins tant qu'on ne considère que les étages à haute fréquence,* mais elle conduit à des développements qui dépassent le cadre de cet ouvrage. Nous nous limiterons donc à un résumé des conclusions essentielles pour le but actuel, c'est-à-dire la mesure des parasites.

Ces conclusions sont les suivantes :

a) L'action de chaque impulsion incidente sur les circuits du récepteur est comparable à celle d'un coup de marteau sur une cloche ; elle a pour effet de déclencher de proche en proche les oscillations libres de *tous* les circuits du récepteur, tous accordés sur la même fréquence par principe (avec ou sans changement de fréquence).

b) Le signal à la sortie, à chaque impulsion, est donc un train d'ondes dont les *caractéristiques, fréquence et amortissement, sont celles des circuits du récepteur* quel que soit le type du parasite. Seule l'amplitude des oscillations est liée à l'intensité du parasite, exprimée par la valeur de sa composante spectrale P définie plus haut.

c) La tension disponible aux bornes du dernier circuit oscillant est alors composée d'une suite de radioimpulsions, ayant la fréquence d'accord des circuits du récepteur, c'est-à-dire la fréquence intermédiaire dans le cas d'un superhétérodyne, et se succédant à la cadence de N radioimpulsions par seconde.

d) la forme des radiompulsions, c'est-à-dire leur enveloppe, s'exprime en fonction du nombre des circuits accordés et du facteur de surtension Q de ces circuits, mais, en définitive, *elle ne dépend que de la bande passante du récepteur.*

Pour un récepteur comportant $n + 1$ circuits accordés, et en désignant par :

A l'amplification globale du récepteur *en régime permanent* et à l'accord.

B la bande passante du récepteur mesurée par la largeur de la courbe de sélectivité à 7 dB.

P la composante spectrale du parasite pour la fréquence d'accord du récepteur (6).

σ un coefficient, fonction du nombre des circuits, lié à la bande passante par la relation :

$$B = \sigma \frac{\Omega_0}{Q}$$

elle est représentée par une expression de la forme :

$$U = APB \cdot W \tag{7}$$

en posant :

$$W = \frac{\left(\frac{Bt}{2\sigma}\right)^n e^{-\frac{Bt}{2\sigma}}}{2\sigma \cdot n!}.$$

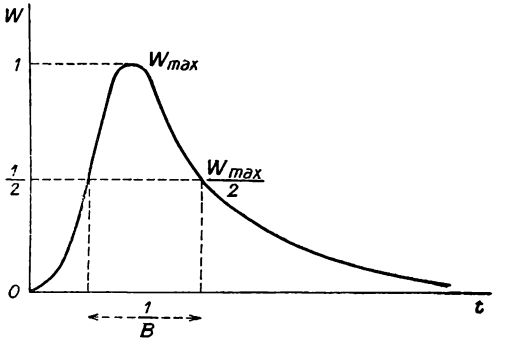


FIG. X-9.

La fonction W affecte la forme représentée sur la figure X-9 et ne dépend pratiquement que de la bande passante B. Son maximum est dans tous les cas égal à l'unité et sa durée, mesurée à demi-hauteur de crête, est égale l'inverse de la bande passante. Il en résulte que la ***valeur maximale,*** ou valeur de *crête,* de la tension *aux bornes du dernier circuit* est exprimée *dans tous les cas* par la relation :

$$U_{max} = APB. \tag{8}$$

Cette relation particulièrement simple est à la base de la technique actuelle de *mesure* des parasites.

Principe de mesure des parasites. — La formule (8), malgré son extrême simplicité, ne peut pas être utilisée directement pour la mesure des parasites puisque le résultat mesurable U_{max} dépend, non seulement du parasite par le facteur P, mais aussi du récepteur par les facteurs A et B,

— Pour éliminer l'amplification A, il est d'usage, comme pour toutes les mesures mettant en œuvre un amplificateur, de comparer le parasite à un *signal étalonné* qui, substitué au parasite à l'entrée du récepteur, c'est-à-dire agissant sur les circuits d'entrée au même point et dans les mêmes conditions, produit à la sortie un signal identique, c'est-à-dire dans le cas actuel de même *valeur de crête.*

— La comparaison peut être faite en utilisant, soit un signal entretenu ordinaire, soit un parasite étalon.

Comparaison avec un signal entretenu. — Faisons agir un signal entretenu, évalué par exemple par la *valeur efficace* $\overline{E}$ de sa force électromotrice dans le circuit de l'antenne ; il crée à la sortie un signal entretenu de valeur maximale :

$$V = A\,\overline{E}\sqrt{2}.$$

En égalant à la valeur de crête (8) produite par le parasite, on en déduit :

$$\overline{E} = \frac{1}{\sqrt{2}} P B. \tag{9}$$

Ce résultat dépendant encore du récepteur, on est conduit finalement à prendre pour mesure du parasite, non pas E, mais le quotient :

$$\frac{\overline{E}}{\overline{B}} = \frac{P}{\sqrt{2}} \tag{10}$$

qui ne dépend plus que du parasite. Ce dernier se trouve alors *mesuré* sans ambiguité par sa *valeur équivalente* $\frac{\overline{E}}{\overline{B}}$ que l'on exprime en général en *microvolts par* kHz de bande passante.

— Remarquons que l'on peut également convenir de rapporter toutes les mesures à une même bande passante B_0, *choisie arbitrairement* et *normalisée*, et exprimer les parasites par la relation (9) en *microvolts pour cette bande passante.* Dans ce cas, si on effectue la mesure à l'aide d'un récepteur ayant une bande passante différente B et si on trouve un signal équivalent de valeur efficace $\overline{E}$, on en déduit la valeur équivalente normale du parasite par la relation :

$$\overline{E}_0 = \overline{E}\,\frac{B_0}{B}.$$

Cette solution est celle qui a été adoptée par le C.I.S.P.R. qui a choisi une bande passante normale de 9 kHz. Elle conduit à évaluer les niveaux de parasites en *microvolts.*

— Quelle que soit la convention adoptée, il est indispensable, lorsqu'on effectue la comparaison avec un signal entretenu, de connaître, donc de mesurer par ailleurs, la bande passante du récepteur utilisé. Cette sujétion est un incon-

vénient de la méthode qui disparaît lorsqu'on fait la comparaison avec un perturbateur étalon.

Comparaison avec un perturbateur étalon. — Imaginons qu'on dispose d'un appareil produisant des impulsions réglables et connues et possédant par conséquent, sur la fréquence de travail F_0, une composante spectrale P_0 connue, soit par le calcul, soit par un étalonnage préalable par comparaison avec une onde entretenue. Faisons agir ce perturbateur ou parasite étalon à l'entrée du récep-récepteur, à la place et dans les mêmes conditions que le parasite à mesurer ; il produit à la sortie des radioimpulsions du type (7) et de valeur de crête (8) :

$$U'_{max} = A P_0 B.$$

Si l'on ajuste le niveau de P_0 de façon à réaliser l'égalité des crêtes ($U' = U$), on en déduit :

$$P = P_0.$$

Dans ces conditions, on met entièrement hors cause les caractéristiques du récepteur, qui peut donc être quelconque et inconnu, et on opère en toute rigueur par une simple méthode de double pesée.

Nous verrons dans le paragraphe suivant comment on peut réaliser des perturbateurs étalons permettant cette mesure.

Mesure de la fréquence de répétition. — Les opérations décrites dans ce qui précède fournissent le moyen de mesurer l'un des paramètres caractéristiques du parasite, à savoir son niveau apparent évalué par l'amplitude P de sa composante spectrale de fréquence F_0. Pour mesurer l'autre, représenté par la fréquence de répétition N, il suffit de disposer à la sortie un fréquencemètre quelconque qui mesure la fréquence de répétition des radioimpulsions, évidemment égale à celle du parasite. Dans beaucoup de cas, cette mesure n'est pas faite explicitement, mais il est tenu compte indirectement de la fréquence de répétition dans l'interprétation des résultats en choisissant en conséquence les propriétés de l'indicateur de sortie utilisé pour mesurer U_{max}. Nous en verrons un exemple plus loin dans le voltmètre de quasi-crête préconisé par le C.I.S.P.R. pour le contrôle des perturbations radiophoniques (p. 614).

Choix du récepteur de mesure. — En principe, et sous la seule réserve de connaître la bande passante dans le cas où l'on prend comme référence une onde entretenue, le récepteur peut être absolument quelconque.

Il est bon cependant, pour éviter des déboires, de prendre certaines précautions que l'on peut résumer dans les remarques suivantes :

a) Les parasites sont des signaux intermittents qui mettent en jeu des tensions de crête importantes ; pour obtenir à la sortie un signal stable répondant aux spécifications ci-dessus il est indispensable d'utiliser un récepteur d'amplification très stable, donc *exclusivement à réglage manuel de sensibilité*, comportant une *large réserve de linéarité* et des *polarisations de grille suffisantes* à tous les étages pour *éviter les écrêtages*. Faute de précautions systématiques à ce point de vue, le signal à mesurer risque d'être écrêté en cours d'amplification sans que rien ne permette de s'en rendre compte, le signal de sortie conservant toujours à peu près la même forme.

b) Étant donnée la forme impulsive du signal de sortie, la valeur efficace et la valeur moyenne de la tension aux bornes du dernier circuit résonnant sont toujours faibles par rapport à la tension de crête. Leur mesure nécessiterait, en pratique, l'utilisation de signaux très intenses, comportant des valeurs de crêtes prohibitives et des risques certains d'écrêtage. Cette raison, jointe aux avantages

signalés plus haut, conduit au choix de la tension de crête comme valeur définissant le signal de sortie.

c) A valeurs de crête égales aux bornes du dernier circuit, la tension de crête des impulsions parasites est d'autant plus grande, par rapport à celle d'une onde entretenue équivalente, que l'on remonte davantage la chaîne des circuits dont la sélectivité diminue à mesure qu'on s'approche de l'antenne. Il peut donc arriver, si on applique un parasite de grande amplitude à l'entrée d'un récepteur dont on réduit l'amplification en conséquence, qu'il y ait écrêtage dans les étages d'entrée alors que la tension de sortie conserve une valeur acceptable.

Pour parer à ce risque, il convient de ne *jamais réduire l'amplification* du récepteur au-dessous d'une certaine limite et de *n'appliquer à l'entrée que des signaux faibles.*

Pour mesurer des parasites intenses, il faut alors disposer *en amont du récepteur,* avant tout accès à des circuits susceptibles de saturation (premier tube), *un affaiblisseur apériodique* qui abaisse le niveau du parasite dans un rapport connu de façon à l'amener à une valeur admissible pour le récepteur.

d) Le récepteur peut être d'un type quelconque, à amplification directe ou à changement de fréquence. Mais, dans ce dernier cas, il ne faut pas oublier qu'un récepteur superhétérodyne possède souvent, en plus du canal de réception normal, des canaux parasites, par exemple sur la fréquence image ou sur la fréquence intermédiaire. Comme, par définition, le parasite a un spectre très large, il agit également sur le récepteur par ces canaux indésirables et, si l'affaiblissement correspondant n'est pas suffisant, il peut en résulter des perturbations graves du signal de sortie. Il convient donc de s'assurer que, pour le récepteur utilisé, s'il est du type à changement de fréquence, l'affaiblissement sur les canaux indésirables est suffisant (au moins 30 dB).

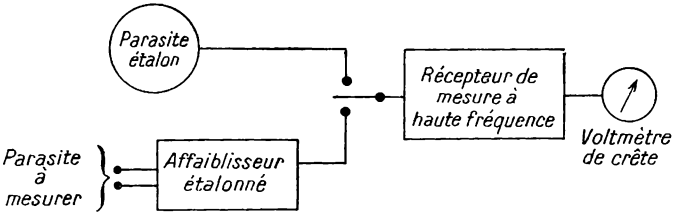


FIG. X-10.

e) Dans ce qui précède, nous n'avons considéré que le signal de sortie aux bornes du dernier circuit oscillant à haute fréquence (ou à fréquence intermédiaire). Dans un récepteur complet, comportant détecteur et amplification à basse fréquence, la discussion se complique inutilement. En principe donc, pour faire une mesure de parasite, on placera *systématiquement* aux bornes du dernier circuit oscillant un *appareil capable de mesurer la valeur de crête de la tension.* Le plus simple et le plus sûr est un oscilloscope cathodique. Nous verrons plus loin un voltmètre de quasi-crête qui est également très utilisé pour les mesures courantes. Les circuits à basse fréquence seront cependant conservés mais ne serviront qu'à permettre un contrôle acoustique des perturbations pour faciliter éventuellement l'interprétation des mesures.

f) Moyennant ces précautions, un récepteur de mesure des parasites se présente donc sous la forme schématique de la figure *X-10.*

A l'entrée du récepteur est disposé un commutateur qui permet de le bran-

cher, soit sur une source étalon, en principe un perturbateur étalonné, soit sur le parasite à mesurer, à travers un affaiblisseur apériodique et étalonné.

Par principe, la source étalonnée a un niveau faible, correspondant aux signaux les plus faibles à mesurer, et l'amplificateur conserve son amplification maximale.

Pour faire une mesure de parasite, on ajuste l'affaiblisseur de telle sorte que la lecture de l'indicateur de crête à la sortie ne change pas quand on manœuvre le commutateur. La valeur de l'affaiblissement, lue sur l'affaiblisseur, mesure le rapport du parasite inconnu au parasite étalon, donc le niveau du parasite inconnu. Les caractéristiques du récepteur n'interviennent pas dans la comparaison.

Remarques. — Dans ce qui précède, et en particulier pour écrire les relations (9) et (10), nous avons évalué :

a) La composante spectrale P du parasite, en amplitude ;

b) la tension équivalente $\overline{E}$ en valeur efficace ;

c) La bande passante par la largeur de la courbe de sélectivité à 7 dB.

Ce choix a entraîné l'existence du facteur $\sqrt{2}$. Celui-ci disparaîtrait si on évaluait P en valeur efficace ou E en amplitude. Il serait également éliminé en pratique si on évaluait la bande passante par la moyenne quadratique B' (bande passante de bruit) qui, dans un récepteur comportant un nombre de circuits quelconques assez découplés (ce qui est le plus souvent le cas) est liée à la bande passante B à 7 dB par la relation :

$$B' = \frac{B}{\sqrt{2}}.$$

Perturbateurs étalons. — Un perturbateur étalon est essentiellement un générateur d'impulsions de caractéristiques connues, de niveau constant et étalonné, se répétant périodiquement avec une fréquence N constante ou réglable dans toute la gamme musicale. En principe, on choisit les caractéristiques des impulsions, c'est-à-dire en fait leur durée, de telle sorte que le signal émis ait un spectre très étendu d'amplitude P pratiquement constante et étalonnée dans toute la gamme des fréquences d'utilisation.

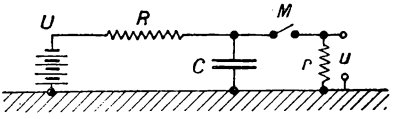


FIG. X-11.

— Les perturbateurs étalons couramment utilisés actuellement reposent tous, plus ou moins directement, sur le schéma de principe de la figure X-*11*. Ils comportent essentiellement un condensateur C, chargé sous une tension continue U à travers une grande résistance R, et déchargé périodiquement par un commutateur M dans une petite résistance r. L'impulsion perturbatrice est prise aux bornes de la résistance r et est représentée par une relation de la forme :

$$u = U e^{-\frac{t}{\tau}}$$

en désignant par $\tau = Cr$ la constante de temps de décharge du condensateur.

Une telle impulsion a un spectre très étendu dont la composante correspondant à une fréquence F_0 a pour amplitude :

$$P = \frac{2U\tau}{\sqrt{1 + (2\pi\tau F_0)^2}}. \qquad (11)$$

Tant que la fréquence F_0 et la constante de temps τ sont assez faibles, P est pratiquement constant et égal à :

$$P = 2U\tau.$$

La tension équivalente, définie par la relation (10) et constituant la constante d'étalonnage du perturbateur est donc :

$$\frac{\overline{E}}{\overline{B}} = \sqrt{2}\,U\tau$$

que l'on écrit plus commodément en pratique sous la forme :

$$\frac{\overline{E}}{\overline{B}} = \sqrt{2}\,U\tau \cdot 10^3 \tag{12}$$

en exprimant :

- $\frac{\overline{E}}{\overline{B}}$ en microvolts par kilohertz,
- U en volts,
- $\tau = Cr$ en microsecondes.

En utilisant, par exemple, une constante de temps de 0,001 µs (10^{-9} s), on obtient un spectre pratiquement uniforme dans toute la gamme des fréquences usuelles jusqu'à 50 MHz.

— Ce principe général a donné naissance à deux types de perturbateurs étalons :

a) Dans les uns, le commutateur M est constitué par un vibreur mécanique, réalisé par exemple à l'aide d'un relais télégraphique excité par un courant alternatif. Le circuit de décharge se trouve alors fermé par un contact métallique de résistance négligeable ; ses caractéristiques sont bien définies et toutes mesurables à la construction par les procédés ordinaires en courant continu (valeur de r) ou alternatif à basse fréquence (valeur de C). On obtient ainsi un véritable étalon primaire dont le spectre est bien connu à toutes fréquences et peut s'étendre jusqu'à 300 ou 400 MHz. Par contre, l'emploi d'un vibreur mécanique limite la fréquence de répétition à des valeurs relativement faibles, 50 à 100 Hz par exemple, et la tension de charge, donc le niveau des impulsions, a des valeurs également petites pour éviter les microétincelles qui détériorent les contacts.

b) Dans les autres, le commutateur M est remplacé par un tube à décharge gazeuse, en l'espèce un thyratron dont la grille est commandée par des impulsions pilotes périodiques fournies par un générateur auxiliaire. Cette solution permet d'opérer avec des niveaux plus élevés, donc d'obtenir des parasites plus intenses ; en outre, rien ne limite plus la fréquence de répétition qui peut varier dans toute la gamme musicale usuelle, depuis des impulsions pratiquement isolées jusqu'à des cadences de l'ordre de 5 000 à 6 000 impulsions par seconde. Par contre, la décharge s'effectuant dans un milieu gazeux, la loi de décharge est influencée par le temps d'ionisation du gaz et, de ce fait, mal connue. On n'obtient plus alors un étalon primaire, mais simplement un perturbateur de référence qu'il faut étalonner par comparaison avec un générateur d'ondes entretenues ou avec un perturbateur étalon du type précédent. Enfin, pour la même raison, le spectre est pratiquement limité, en général, au voisinage de 30 MHz.

Remarque. — Il arrive souvent en pratique que le circuit de décharge du condensateur comporte un certaine inductance L localisée dans les paillettes du relais M (fig. *X-11*) et les connexions entre le condensateur et la résistance r.

Dans ce cas, l'expression (11) de la composante spectrale de fréquence F_0 prend la forme :

$$P = \frac{2U\mathcal{C}}{\sqrt{(1 - LC\omega_0^2)^2 + (2\pi\mathcal{C}F_0)^2}}.$$

Sa variation en fonction de F_0 est de la forme représentée par la courbe 2 de la figure *X-12*.

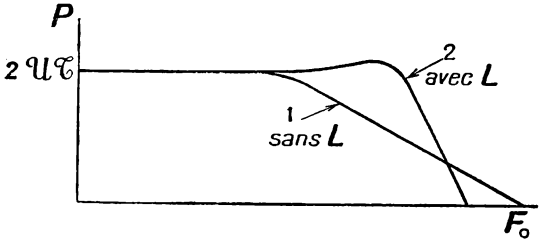


FIG. X-12.

La présence de l'inductance L a pour effet de relever le niveau du signal du côté des fréquences élevées, jusqu'au voisinage de la fréquence de résonance du circuit ($LC\omega_0^2 = 1$). Pour les fréquences supérieures, au contraire, la décroissance est plus rapide que dans le cas d'un circuit sans inductance.

— Cette propriété est souvent mise à profit pour étendre la largeur utilisable du spectre d'un perturbateur étalon.

Voltmètres de crête. — Il résulte des considérations qui précèdent que toutes les mesures de parasite reposent sur la mesure de la valeur de crête des radio-impulsions aux bornes du dernier circuit oscillant. La solution la plus simple, et surtout la plus sûre, tout au moins pour des études faites en laboratoire, est l'oscilloscope cathodique, sous la seule réserve d'utiliser un appareil adapté à la fréquence F_0 du récepteur. Lorsqu'on utilise un récepteur superhétérodyne, cette fréquence est celle des étages à fréquence intermédiaire, le plus souvent de l'ordre de 470 kHz, et il est très facile d'obtenir de bons oscillogrammes du signal de sortie. On peut alors aisément repérer la tension de crête de ce signal et opérer toutes comparaisons utiles, soit avec la tension de crête d'un perturbateur étalon, soit avec celle d'une onde entretenue.

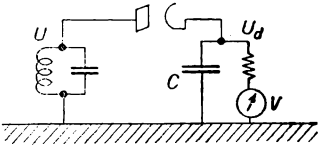


FIG. X-13.

— On peut également, si l'on veut remplacer l'oscilloscope par un appareil à aiguille usuel, plus facile à lire, utiliser le voltmètre de crête classique du type schématisé sur la figure *X-13*. Mais alors, des difficultés apparaissent en raison des constantes de temps de cet appareil et des précautions s'imposent pour interpréter les résultats.

On sait que, en régime permanent, cet appareil mesure pratiquement la valeur de crête de la tension parce que, le condensateur C n'ayant pas le temps de se décharger entre deux crêtes, les charges s'accumulent et que, en définitive, l'équilibre s'établit lorsque la tension redressée U_d, indiquée par le voltmètre V, est devenue à peu près égale à l'amplitude U de la tension d'attaque.

Il en va tout autrement en régime de radioimpulsions, car, entre deux radioimpulsions consécutives et d'autant plus que ces radioimpulsions sont plus écartées, le condensateur C a le temps de se décharger partiellement. Il en résulte deux effets perturbateurs :

a) Au moment de l'apparition d'une radioimpulsion, le condensateur étant chargé sous une tension notablement inférieure à la valeur de crête de l'impulsion, il y a un fort appel de courant à travers la diode au moment de la crête et le circuit d'attaque se trouve très amorti.

b) Les charges apportées dans le condensateur pendant la crête de l'impulsion sont insuffisantes pour recharger le condensateur et la valeur moyenne de la tension détectée, indiquée par le voltmètre V, est inférieure à la tension de crête U_{max} à mesurer.

— Le premier défaut peut être éliminé assez facilement par un artifice de montage, par exemple en intercalant entre le circuit oscillant et le voltmètre un tube de couplage apériodique à faible impédance de sortie.

— Le second est au contraire inhérent au principe même du fonctionnement de l'appareil qui est, en fait, un voltmètre de « *quasi-crête* ». La baisse de tension moyenne est d'autant plus importante que :

a) la constante de temps de décharge du condensateur est plus faible ;

b) les radioimpulsions sont plus écartées, donc la fréquence de répétition plus faible ;

c) les radioimpulsions sont plus amorties, donc la bande passante du récepteur plus grande.

— On peut, dans une certaine mesure, atténuer le défaut en choisissant en conséquence les caractéristiques de construction du matériel récepteur (§ a et c) ; mais on ne peut pas le supprimer.

— Pour un matériel récepteur donné, la déviation de l'indicateur V, à valeur de crête constante, diminue constamment en même temps que la fréquence de répétition des parasites. En particulier, avec un indicateur de quasi-crête C.I.S.P.R., cet effet commence à se manifester lorsque la fréquence tombe en dessous de 2 000 Hz ; pour une fréquence de l'ordre de 50 Hz, la déviation n'est plus que le tiers environ de la valeur initiale. Cette propriété a été mise à profit par le C.I.S.P.R. pour la mesure des troubles radiophoniques, comme il sera dit plus loin ; mais, pour une mesure de parasite, elle constitue un défaut dont il faut tenir compte. Il est possible, cependant, d'effectuer avec cet appareil des mesures de crête correctes en utilisant un des deux modes opératoires suivants :

a) En effectuant la mesure, comme il est dit plus haut (fig. *X-10*), à l'aide d'un perturbateur étalon, de valeur de crête connue, dont on ajuste la fréquence de répétition à égalité avec celle du parasite à mesurer.

b) En effectuant au préalable un tarage de la déviation du voltmètre V en fonction de la fréquence de répétition, à valeur de crête constante, et en amenant pour chaque mesure l'aiguille du voltmètre sur la graduation qui correspond à la fréquence de répétition du parasite ou de l'étalon. Ce tarage peut être fait sans difficulté à l'aide d'un perturbateur étalon à fréquence de répétition variable et étalonnée.

Applications pratiques. — Les applications que l'on peut envisager en pratique dans le domaine des mesures de parasites sont de deux sortes. Les unes, à caractère scientifique, visent à l'étude des parasites pour eux-mêmes, c'est-à-dire la mesure des grandeurs physiques qui les caractérisent. Les autres, à caractère essentiellement pratique, ont pour but d'évaluer le trouble apporté

par les parasites à des liaisons radioélectriques d'un type déterminé : téléphonie, télégraphie, enregistrement automatique, etc.

Applications scientifiques. — Les applications de cette nature visent surtout, à l'heure actuelle, les parasites atmosphériques dont les propriétés intéressent l'étude de l'atmosphère. Le but à atteindre est de déterminer la forme et l'intensité des parasites. Les mesures à entreprendre dans ce domaine, bien que longues et difficiles en raison de la nature même des phénomènes à étudier, ne sont que des applications des considérations ci-dessus. Elles reposent sur les idées directrices suivantes :

a) Lorsqu'on fait agir un parasite sur un récepteur accordé sur une fréquence F_0, celui-ci ne « *voit* » du parasite que les composantes du spectre voisines de la composante de fréquence F_0.

b) De ce fait, pour ce récepteur, le parasite est entièrement défini par ses deux paramètres fondamentaux à savoir : sa composante spectrale P de fréquence F_0 et sa fréquence de répétition N. Ces deux paramètres conditionnent entièrement l'action du parasite sur le récepteur ; inversement, ils sont les seuls accessibles à une mesure directe à partir des observations faites sur le récepteur accordé sur la fréquence F_0.

c) Deux parasites, de formes et de niveaux très différents, qui ont même composante spectrale à la fréquence F_0 et même fréquence de répétition, produisent le même effet sur le récepteur et sont indiscernables.

d) Pour analyser et par conséquent connaître complètement un parasite, il est indispensable d'effectuer la mesure, non pas sur une seule fréquence F_0, mais sur un grand nombre de fréquences d'accord. Des résultats, on peut alors déduire la loi de variation de P en fonction de la fréquence, c'est-à-dire le spectre du parasite, et par cet intermédiaire en induire la forme de ce dernier.

Evaluation des troubles radioélectriques. — Le but à atteindre est ici très différent du précédent, il s'agit, non pas d'analyser le parasite, mais de chiffrer son niveau perturbateur pour une liaison radioélectrique donnée, donc de fréquence F_0 déterminée. Sur le plan purement radioélectrique, le problème ainsi posé est plus simple puisqu'il limite les mesures aux seules opérations sur la fréquence F_0. Par contre, l'interprétation des résultats est rendue plus difficile pour les deux raisons suivantes :

a) La connaissance des deux paramètres P et N, qui définissent physiquement le parasite, ne suffit pas à caractériser le trouble apporté à une liaison radioélectrique. Celui-ci dépend en effet du type de liaison considéré, les limites tolérables des perturbations n'étant pas les mêmes suivant qu'on considère une liaison télégraphique ou téléphonique, une émission téléphonique ou une émission musicale, etc.

b) Dans la plupart des cas usuels, les parasites à évaluer sont essentiellement variables, aussi bien en niveau (P) qu'en fréquence de répétition (N). Il est alors indispensable pour aboutir à un chiffre mesurant le niveau perturbateur effectif, et suivant l'utilisation considérée, soit de mesurer un niveau maximal, soit d'effectuer, sur un temps assez long, une moyenne ou une intégration qui tienne compte à la fois de P et de N.

— Le problème ainsi posé n'a pas encore reçu de solution générale. Seul, jusqu'ici, le cas de la *radiophonie*, et plus spécialement de la *radiodiffusion*, a été examiné par le *Comité International Spécial des perturbations radioélectriques* (C.I.S.P.R.) dont les discussions ont été sanctionnées par la normalisation d'un appareil de mesure spécialement adapté à ce cas.

Cet appareil est essentiellement un voltmètre de quasi-crête, du type schématisé par la figure *X-13*, dont les caractéristiques, représentées par les diverses constantes de temps des circuits, ont été choisies de façon à traduire les réactions d'une oreille moyenne en présence des parasites industriels usuels. Les valeurs adoptées sont les suivantes :

Constante de temps de charge.....	1 ms
Constante de temps de décharge.....	160 ms
Constante de temps mécanique de l'aiguille du voltmètre.	160 ms
Fonctionnement du voltmètre à l'amortissement critique.	

La valeur de la constante de temps de décharge schématise *la mémoire* auditive de l'oreille en présence de perturbations brèves, mais espacées. Certains avaient préconisé de porter cette valeur à 500 ms.

La diminution de sensibilité de l'appareil, lorsque la fréquence de répétition des parasites devient faible, traduit la diminution subjective du trouble ressenti par l'oreille en présence de chocs intenses mais à faible cadence de répétition.

Cet appareil est utilisé actuellement comme indicateur de sortie sur la plupart des équipements de mesure des parasites industriels.

Conditions d'applications. — Les considérations qui précèdent sont applicables à la mesure des parasites, aussi bien sous forme du champ d'une onde perturbatrice agissant sur le récepteur (cas des parasites atmosphériques ou des parasites rayonnés par un appareil perturbateur quelconque) que sous forme d'une tension perturbatrice produite par une machine aux bornes d'un circuit. Les circuits de mesure et les modes opératoires sont les mêmes que pour la mesure des grandeurs correspondantes en régime permanent. Cette remarque vise en particulier les mesures de champs perturbateurs qui mettent en œuvre les techniques indiquées au présent chapitre pour les champs faibles, sous la seule réserve de tenir compte des particularités mentionnées dans les paragraphes qui précèdent.

— En fait, cependant, les mesures de champs perturbateurs sont encore peu pratiquées et on effectue surtout, actuellement, des mesures de tensions perturbatrices aux bornes des machines génératrices de troubles.

Mesure des tensions perturbatrices aux bornes des machines. — Les machines électriques usuelles produisent des perturbations radioélectriques, souvent très violentes , qui agissent sur les récepteurs, en particulier les récepteurs de radiodiffusion, soit par rayonnement, soit par l'intermédiaire du réseau d'alimentation.

En général, les perturbations par rayonnement direct ont une portée relativement faible et, dans l'état actuel de la question, on admet qu'on peut ne pas en tenir compte. Au contraire, les courants perturbateurs, produits par les diverses machines industrielles ou électrodomestiques sur le réseau qui les alimente, se propagent sur ce réseau à des distances considérables, en particulier dans le cas d'un réseau aérien, et par cet intermédiaire peuvent perturber un grand nombre de récepteurs de radiodiffusion. Il est donc très important de munir les machines en question de dispositifs protecteurs susceptibles de réduire les perturbations et, par suite, de fixer des conditions de mesure qui permettent de juger de leur efficacité et d'imposer à leurs constructeurs des limites à ne pas dépasser.

Si l'on remarque que la perturbation produite par une machine sur un récepteur donné est fonction en grande partie des caractéristiques du réseau qui les relie, le problème ainsi posé est presque insoluble sur le plan général. Mais il est

évident que, pour un réseau donné, la perturbation produite par une machine ne dépend finalement que des tensions perturbatrices produites par cette machine aux bornes du réseau. Il s'ensuit que, pour évaluer la nocivité d'une machine, il suffit de mesurer les tensions perturbatrices aux bornes de cette machine en fonctionnement normal, sous la seule réserve d'opérer sur un réseau de caractéristiques bien définies, qui connecte à ses bornes une impédance connue et *normalisée*, de façon que la mesure donne des résultats comparables à ceux que l'on obtiendrait sur un réseau usuel moyen.

— Il convient enfin de signaler que, quelles que soient les tensions produites, les courants perturbateurs envoyés sur le réseau peuvent toujours être regardés comme la superposition des courants correspondant à deux régimes bien définis, **à savoir :**

a) des courants *symétriques*, c'est-à-dire égaux et de *signes contraires* sur les deux conducteurs, qui peuvent se propager le long du réseau sans faire intervenir les masses avoisinantes ;

b) des courants *asymétriques*, c'est-à-dire égaux et *de même signe*, qui se propagent sur les deux fils du réseau comme si ceux-ci étaient connectés en parallèle et *qui se ferment par le terre.*

Ces deux types de courants ayant des comportements très différents et nécessitant des dispositifs protecteurs propres, il est indispensable de les mesurer isolément. Autrement dit, la mesure des tensions perturbatrices aux bornes d'une machine doit comporter obligatoirement, pour chaque fréquence d'essais, les mesures des composantes symétriques et asymétriques de ces tensions.

— Pour satisfaire à ces conditions, le C.I.S.P.R. a normalisé le réseau fictif d'essais représenté par la figure *X-14.*

La machine perturbatrice, connectée aux bornes *MN*, est reliée au réseau d'alimentation à travers deux bobines d'arrêt qui ont pour but d'isoler la machine du réseau pour les courants à haute fréquence.

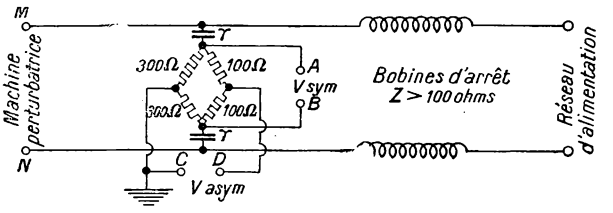


FIG. X-14.

La charge de la machine, pour les courants perturbateurs, est constituée par un losange de quatre résistances qui réalisent une résistance de 150 Ω pour les courants symétriques (200 Ω shuntés par 600 Ω) aussi bien que pour les courants asymétriques (deux résistances de 300 Ω en parallèle). Ce réseau fictif est relié aux lignes d'alimentation par deux capacités γ qui constituent un court-circuit pour les courants à haute fréquence et une coupure pour les courants d'alimentation (continus ou à basse fréquence). Les bobines d'arrêt ont pour toutes fréquences une impédance supérieure à 1 000 Ω, donc grande devant le réseau fictif de 150 Ω.

— La tension symétrique est prise entre les bornes *AB* et la tension asymétrique entre les bornes *CD.*

— L'appareillage de mesure est du type décrit plus haut. Son circuit d'entrée doit avoir une impédance grande devant 150 Ω pour ne pas modifier l'impédance du réseau fictif vu du perturbateur, et être isolé pour permettre la mesure de la tension symétrique. Sa bande passante est fixée à 9 kHz. L'appareil de mesure du signal de sortie est un voltmètre de quasi-crête aux caractéristiques

indiquées dans le paragraphe précédent. L'étalonnage est effectué par comparaison avec une onde entretenue donnant la même déviation du voltmètre. Il s'ensuit que la comparaison ne porte pas sur les valeurs de crête vraies et que, dans le cas de parasites à fréquence de répétition faible, la mesure tient compte automatiquement de l'affaiblissement de l'indicateur pour les faibles cadences. Cette remarque vise en particulier les impulsions isolées qui sont apparemment très atténuées.

Sous sa forme initiale, cet équipement de mesure était conçu pour effectuer les contrôles des perturbations dans la gamme de radiodiffusion usuelle, de 150 à 1 500 kHz. Actuellement on a étendu cette gamme jusqu'à 30 MHz. et il est prévu de la prolonger jusqu'à 300 MHz. La technique opératoire reste la même, mais, comme aux fréquences élevées il est difficile de réaliser un appareillage de mesure ayant un circuit d'entrée isolé et bien symétrique, on a été conduit à utiliser un voltmètre ayant un pôle à la masse. La mesure directe de la tension symétrique est alors impossible ; on la remplace par des mesures de tensions dissymétriques entre chaque fil de ligne et la masse obtenues en branchant successivement le voltmètre entre CA et CB. Par une construction graphique faisant intervenir ces tensions et la tension asymétrique mesurée en CD, on en déduit en principe la valeur de la tension symétrique U_s (fig. X-15). En pratique, dans le cas des parasites usuels, a priori instables, la construction du diagramme de la fig. X-15 est le plus souvent illusoire. On se contente alors de mesurer les 3 tensions dissymétriques et asymétrique.

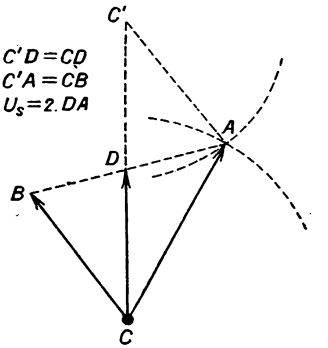


FIG. X-15.

— La Radiodiffusion Française a normalisé (1) un équipement de mesure basé sur ces données générales. Il convient toutefois de noter qu'il est prévu d'effectuer les mesures par comparaison avec un perturbateur étalon, de fréquence de répétition égale à celle du parasite, suivant le mode opératoire développé plus haut (p. 615). Dans ces conditions, la comparaison porte dans tous les cas sur les valeurs de crête, quelle que soit la fréquence de répétition du parasite. Dans le cas où cette fréquence est faible, les valeurs mesurées peuvent être très supérieures à celles que donnerait la technique C.I.S.P.R. C'est le cas en particulier pour des impulsions isolées.

— La *tension limite tolérable* est fixée à 500 μV pour une bande passante de 9 kHz.

(1) Radiodiffusion Française. Arrêté du 9 mai 1951, publié au *Journal officiel* du 26 juin 1951, relatif à la détermination du degré de gravité des perturbations radioélectriques.

CHAPITRE XI

MESURES SUR LES RÉCEPTEURS

INTRODUCTION

On désigne sous le nom de récepteur l'appareillage sélectif et amplificateur, établissant la liaison entre l'aérien et les circuits d'utilisation, dont la fonction est de sélectionner l'onde utile et de l'amplifier sans déformation pour la rendre accessible aux appareils d'utilisation. Étant donné le nombre énorme des ondes qui sillonnent actuellement l'espace et la petitesse des forces électromotrices induites par ces ondes dans l'aérien, la satisfaction de cette double fonction pose des problèmes pratiques extrêmement ardus. Pour s'en convaincre, il suffit de considérer que les courants à recevoir peuvent être de l'ordre de ceux qui sont produits dans les conducteurs par l'agitation thermique, source première des bruits de fond qui limitent actuellement l'amplification des récepteurs.

Il en résulte qu'un récepteur est un véritable monde renfermant un grand nombre d'organes les plus variés et souvent délicats, chargés chacun de remplir une fonction bien déterminée, et dans lequel les causes de troubles sont fatalement très nombreuses.

Au point de vue particulier qui nous intéresse actuellement, celui des mesures, on conçoit que dans ces conditions la définition exacte des caractéristiques d'un récepteur pose des problèmes très complexes et très délicats. Étant donné le grand nombre des organes en service, donc des paramètres disponibles et des qualités ou défauts à mettre en évidence, on serait conduit, si l'on voulait tout chiffrer, à envisager un nombre considérable d'essais les plus divers et à établir un programme d'études d'une lourdeur pratiquement prohibitive. Il faut donc, de toute nécessité, établir un choix judicieux d'un nombre limité de quelques essais types, constituant un compromis acceptable entre une abondance pléthorique et une insuffisance de résultats caractéristiques.

Un tel choix ne pouvant se faire que par une analyse méthodique et une discussion raisonnée des grandes fonctions fondamentales que doit remplir un récepteur, il est indispensable, avant d'aborder l'examen des méthodes d'essais, de bien définir les buts à atteindre. Pour cela nous allons tout d'abord passer rapidement et schématiquement en revue les caractéristiques essentielles qui conditionnent le fonctionnement pratique des récepteurs usuels ainsi que les définitions correspondantes et les moyens dont on dispose pour les étudier.

A. — RAPPEL DE QUELQUES NOTIONS GÉNÉRALES SUR LES RÉCEPTEURS

1° Caractères généraux d'un récepteur.

Organes fondamentaux. — Quel que soit leur type, les récepteurs comportent obligatoirement trois parties ayant des caractéristiques et des rôles essentiellement distincts, à savoir : l'amplificateur à haute fréquence, le détecteur et l'amplificateur à basse fréquence (fig. *XI-I*).

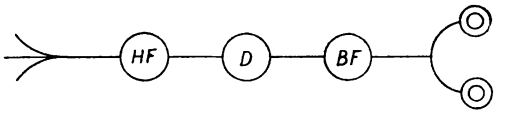


FIG. XI-1.

— *Le détecteur* constitue l'organe central établissant la liaison entre l'amplificateur à haute fréquence et l'amplificateur à basse fréquence ; sa fonction est d'éliminer l'onde porteuse du signal incident et de faire apparaître des courants à basse fréquence identiques aux courants de modulation de l'émetteur.

Pour obtenir un bon fonctionnement du détecteur, en particulier réaliser une détection linéaire et éviter les distorsions, il est indispensable que le signal d'attaque du détecteur atteigne un certain niveau et se maintienne au voisinage de ce niveau dans des limites assez étroites. Autrement dit, *le niveau du signal à l'entrée de l'étage détecteur doit être considéré comme une constante de construction* du récepteur, imposée *a priori* par les caractéristiques du détecteur utilisé ; il conditionne par là-même les caractéristiques des deux autres parties du récepteur.

L'étage détecteur ne comporte en général aucun réglage accessible de l'extérieur en service normal.

— *L'amplificateur à haute fréquence* a pour mission de sélectionner le signal utile, au milieu de l'ensemble des signaux radioélectriques qui agissent sur l'aérien du récepteur, et de l'amplifier jusqu'au niveau nécessaire au fonctionnement correct du détecteur. Il est essentiellement *sélectif*, donc constitué par des étages à circuits accordés ; il peut être à fréquence unique ou à changement de fréquence ; dans ce dernier cas, il se compose d'une chaîne comprenant un amplificateur à fréquence porteuse et un ou plusieurs amplificateurs à fréquence intermédiaire.

Les propriétés sélectives des divers étages accordés définissent la *sélectivité du récepteur* ; l'amplification globale de l'ensemble des amplificateurs à fréquence porteuse et à fréquence intermédiaire définit la *sensibilité du récepteur.*

L'amplificateur à haute fréquence comporte plusieurs organes de réglage, accessibles de l'extérieur en service normal, à savoir :

a) *Les organes d'accord* à l'aide desquels on réalise la résonance des divers circuits sélectifs sur la fréquence porteuse du signal incident et qui comprennent : d'une part, une manette graduée commandant simultanément tous les condensateurs variables des étages à haute fréquence et de l'oscillateur de changement de fréquence, d'autre part un commutateur de gammes qui commute simultanément les bobines de ces divers circuits.

b) Un organe de *réglage de gain* qui agit sur l'amplification des divers étages à fréquence porteuse et à fréquence intermédiaire et qui permet de faire varier à volonté l'amplification globale de l'amplificateur à haute fré-

quence. Il peut être à *commande manuelle*, à l'aide d'une manette accessible de l'extérieur, ou à commande automatique par le jeu du « *régulateur automatique de gain* », commandé par le signal lui-même et qui a pour fonction de maintenir sensiblement constant le niveau moyen de ce signal dans l'étage détecteur.

c) Dans certains cas, un organe de *réglage de la sélectivité*, dit de « *sélectivité variable* », qui agit sur la sélectivité de certains étages, en général à fréquence intermédiaire, et permet de faire varier dans certaines limites la bande passante du récepteur.

d) Enfin, dans le cas des récepteurs professionnels destinés à recevoir la télégraphie en onde entretenue, un commutateur « *Modulée-Entretenue* » qui met en service, soit l'oscillateur interne de modulation à basse fréquence, soit l'oscillateur interne de battement ; dans ce dernier cas, on trouve souvent sur le panneau avant du récepteur une manette permettant de faire varier la fréquence de l'oscillateur auxiliaire, donc la note du battement.

— *L'amplificateur à basse fréquence*, connecté à la suite du détecteur, a pour fonction d'amplifier indistinctement tous les courants à basse fréquence, à partir de leur niveau sensiblement constant mais encore trop faible à la sortie du détecteur, jusqu'au niveau nécessaire pour assurer le fonctionnement des appareils d'utilisation.

L'amplificateur à basse fréquence est donc essentiellement *apériodique* et ne comporte *en principe* aucun réglage comparable au réglage de sélectivité de l'amplificateur à haute fréquence. Toutefois, sur certains appareils, comme par exemple les récepteurs de radiodiffusion, on trouve un organe de réglage, dit de « *tonalité* », qui permet de faire varier l'amplification relative des divers courants suivant que leur fréquence se situe dans la partie inférieure ou supérieure de la gamme musicale.

L'amplificateur à basse fréquence fonctionne en général à *amplification constante* et on fait varier la puissance du signal de sortie en ajustant en conséquence le niveau du signal à l'entrée. Le réglage est obtenu à l'aide d'une manette, dite « *de puissance* », qui permet d'appliquer à l'entrée de l'amplificateur une fraction réglable du signal disponible à la sortie du détecteur sans modifier le fonctionnement de ce dernier.

Si l'on excepte le réglage de tonalité, qui joue en fait un rôle secondaire, la manette de puissance constitue le seul organe de réglage de l'amplificateur à basse fréquence en service normal.

Les caractéristiques de l'amplificateur à basse fréquence déterminent la puissance de sortie du récepteur et sa fidélité de reproduction.

Réception des ondes entretenues. — Sous sa forme simple correspondant au schéma de principe de la figure *XI-1*, un récepteur ne peut recevoir que des ondes modulées.

Pour recevoir une onde non modulée, ou entretenue, il faut, à l'aide d'un artifice quelconque, produire dans le récepteur lui-même une modulation de l'onde reçue.

La solution la plus généralement utilisée est celle dite *du battement*, ou *méthode hétérodyne*, qui consiste à faire agir sur le détecteur, en même temps que l'onde entretenue à recevoir, une autre onde entretenue de fréquence voisine, produite dans le récepteur lui-même à l'aide d'un petit oscillateur interne convenablement blindé et découplé. Le mélange produit un battement, lequel, après détection, donne un signal musical qui est amplifié par les étages à basse fréquence. Le principal avantage de cette méthode est de permettre de régler à volonté la fréquence du battement, donc la note du signal de sortie. Son inconvénient, qui se

fait d'autant plus sentir que la fréquence de l'onde reçue est plus élevée, réside dans l'acuité du réglage de la fréquence de l'oscillateur de battement et l'instabilité de la note du signal de sortie.

Pour remédier à ce défaut, dans le cas des ondes courtes, on produit, dans le récepteur même, une modulation d'amplitude de l'onde reçue à l'aide d'un oscillateur à fréquence musicale qui module en général l'oscillateur de changement de fréquence du récepteur. Le fonctionnement du récepteur en présence d'une onde entretenue est alors à peu près identique à celui de ce même récepteur sans modulation interne en présence d'une onde modulée.

— En conclusion, quel que soit le type de modulateur utilisé, un récepteur pour onde entretenue est donc essentiellement un récepteur pour onde modulée auquel on adjoint un modulateur. Au point de vue des essais, on devra donc lui faire subir tous les essais des récepteurs simples pour ondes modulées et y ajouter quelques essais spéciaux destinés à étudier le fonctionnement du modulateur.

Différents types de récepteurs. — Dans l'état actuel de la technique, les étages à basse fréquence sont, dans la presque totalité des récepteurs, du type à résistances et pratiquement identiques.

Les divers types de récepteurs diffèrent donc exclusivement par les caractéristiques de leur amplificateur à haute fréquence. On distingue actuellement les types suivants :

1° Les *récepteurs à amplification directe et à réaction* dans lesquels l'amplification à haute fréquence est faite entièrement sur la fréquence porteuse de l'onde reçue. La sensibilité est réglée manuellement par le jeu de la réaction et reste relativement faible, même à limite d'accrochage ; la courbe de sélectivité, variable également avec la réaction, est très pointue et peu favorable à la téléphonie ; enfin, la réception des ondes entretenues s'obtient simplement en poussant la réaction légèrement au-dessus de la limite d'amorçage des oscillations spontanées du circuit.

Le fonctionnement de l'appareil, reposant entièrement sur le réglage de la réaction, nécessite des réglages délicats et est en général assez instable.

Ce type d'appareil, très employé au début de la radiotechnique, est pratiquement abandonné aujourd'hui pour les applications usuelles. Au point de vue des mesures, il est avantageux par sa simplicité de fonctionnement qui exclut automatiquement tous les risques de faux accords, tels que ceux qui sont à craindre par exemple dans les récepteurs à changement de fréquence ; par contre, il est d'un emploi difficile en raison de son manque de stabilité, surtout lorsque la réaction est très poussée.

2° Les *récepteurs à super-réaction*, comparables aux précédents, mais dans lesquels, grâce à une modulation à fréquence ultrasonore de la réaction, on réalise un régime d'instabilité générateur d'une grande sensibilité. Ce type d'appareil est surtout adapté aux ondes très courtes (métriques) et réservé à la réception des ondes modulées. Sa sensibilité est relativement grande pour un faible nombre de tubes et réglable manuellement par l'organe de réglage de la super-réaction ; sa sélectivité est médiocre en raison de son principe même et du petit nombre de circuits accordés qu'il utilise. Il a été très employé pour le trafic sur ondes métriques à cause précisément de sa faible sélectivité qui permet de réaliser une liaison stable malgré les fluctuations de fréquence souvent importantes dans ces gammes d'ondes.

Au point de vue des mesures, et pour cette même raison, les récepteurs à super-réaction peuvent trouver des applications intéressantes dans la gamme des

ondes métriques, par exemple pour des mesures de champ. Toutefois, ils présentent deux inconvénients qui gênent leur utilisation :

a) En l'absence de porteuse, le bruit de fond prend une valeur très élevée et produit de fortes déviations des appareils de mesure connectés à la sortie ; il est recommandé par conséquent de ne pas couper la porteuse de l'onde reçue pendant toute la durée de la mesure, moyennant quoi le fonctionnement devient comparable à celui d'un récepteur ordinaire.

b) L'oscillateur interne de découpage de la réaction produit dans l'appareil des courants intenses à la fréquence du découpage. Ces courants, inaudibles par principe, ne sont pas décelés par l'écoute normale, mais ils peuvent agir sur les appareils de mesure connectés à la sortie du récepteur et être la cause d'erreurs grossières. Pour éviter toute difficulté il est bon de connecter à la sortie, avant l'appareil de mesure, un filtre énergique qui arrête pratiquement les courants perturbateurs, par exemple un circuit résonnant (inductance et capacité en série), connecté en parallèle sur le circuit de sortie et accordé sur la fréquence de découpage.

3° Les *récepteurs à changement de fréquence* ou *superhétérodynes* dans lesquels, grâce à un changement de fréquence, l'amplification à haute fréquence est faite sur deux fréquences différentes, d'une part sur la fréquence porteuse de l'onde reçue, d'autre part sur une fréquence auxiliaire, dite intermédiaire, de valeur constante pour toute la gamme de fonctionnement de l'appareil. Ils atteignent des sensibilités très élevées et ont un fonctionnement très stable ; ils possèdent en outre une bande passante relativement grande et constante pour toutes les ondes et dans certains cas réglable, jointe à une grande sélectivité.

Le réglage de la sensibilité s'effectue par réglage de l'amplification des étages à haute fréquence et à fréquence intermédiaire ; il peut être à volonté à commande manuelle ou à commande automatique. Enfin la réception des ondes entretenues peut être obtenue à volonté, soit par battement à l'aide d'un oscillateur interne à fréquence fixe voisine de la fréquence intermédiaire, soit par modulation à basse fréquence de l'oscillateur de changement de fréquence.

— Pour ces diverses raisons, les récepteurs superhétérodynes ont une très grande souplesse d'utilisation et une grande sécurité de fonctionnement ; ils constituent, actuellement, les récepteurs types presque exclusivement utilisés pour les trafics et les applications courantes. Ils sont également tout indiqués pour les mesures en raison de leur grande stabilité.

— Cependant, du fait du principe même du changement de fréquence et de la présence dans l'appareil de un ou plusieurs oscillateurs auxiliaires, ils donnent lieu à de nombreux *battements parasites* (fréquence image, sifflements divers, etc.) et par suite à des *faux accords* susceptibles d'être la cause d'erreurs grossières. Il est indispensable d'opérer avec méthode et avec soin pour dépister ces faux accords. Dans les cas complexes, on peut lever le doute en ayant recours à un récepteur auxiliaire à amplification directe.

Aériens. — Les récepteurs usuels utilisent comme aérien, soit un cadre, soit une antenne.

Dans le premier cas, l'aérien fait partie intégrante du récepteur ; ses caractéristiques sont liées à celles du récepteur et l'ensemble constitue un tout indissoluble. Comme les dimensions du cadre sont en général faibles, les essais en laboratoire sont faits sur l'ensemble sans adjonction d'éléments auxiliaires.

Dans le second cas, au contraire, les caractéristiques de l'antenne comportent une certaine imprécision et le récepteur est prévu pour fonctionner indistincte-

ment sur une antenne quelconque d'un type déterminé. En outre, les dimensions de l'aérien rendent impossible son utilisation en laboratoire. Pour les mesures, on remplace alors l'antenne réelle par un circuit fermé de faibles dimensions, appelé *antenne fictive*, de caractéristiques électriques voisines de celle de l'antenne réelle type.

Appareils d'utilisation. — Les appareils d'utilisation, branchés à la sortie des récepteurs, varient suivant les conditions particulières d'emploi. Dans la plupart des cas c'est un écouteur téléphonique ou un haut parleur ; dans d'autres c'est un relais connecté en général aux bornes d'une ligne à faible impédance.

2° Définitions des principales qualités d'un récepteur.

Signal à l'entrée. — *Définitions.* — On désigne sous le nom de *signal à l'entrée* l'effet primaire, provenant de l'onde incidente, qui définit l'action de cette onde sur l'aérien. Dans le cas d'un récepteur sur antenne, le signal à l'entrée est normalement représenté par la *force électromotrice* induite dans l'antenne par l'onde. Dans le cas d'un récepteur sur cadre, on peut également représenter le signal à l'entrée par la force électromotrice induite dans le cadre ; mais nous verrons plus loin que cette définition rencontre des difficultés d'utilisation pratique ; par ailleurs, le cadre étant en fait un élément constituant du récepteur, il est plus indiqué de prendre comme grandeur caractéristique du signal à l'entrée une grandeur physique extérieure au cadre ; on définit alors le signal à l'entrée par la valeur du *champ électromagnétique* dans lequel on place le cadre.

— Pour les applications usuelles et pour les mesures, on est conduit à considérer deux sortes de signaux à l'entrée : d'une part le *signal utile*, dû à l'action de l'onde à recevoir et sur lequel on accorde le récepteur ; d'autre part les signaux *parasites* et *brouilleurs*, créés dans l'aérien par les ondes étrangères et que le récepteur a pour mission d'éliminer le plus possible.

— Quelle que soit la définition adoptée, le *signal utile à l'entrée* peut être, soit *entretenu* ou *non modulé*, donc de la forme :

$$A \sin(\Omega t + \varphi).$$

Soit *modulé en amplitude*, donc de la forme :

$$A(1 + m \sin \omega t) \sin(\Omega t + \varphi)$$

où A et Ω sont respectivement l'amplitude et la pulsation de la porteuse, m et ω le taux et la pulsation de la modulation.

— Les *brouilleurs* sont constitués par des ondes entretenues ou modulées du même type que le signal utile, mais en général désaccordées par rapport au récepteur. Les *parasites* au contraire, qu'ils soient d'origine industrielle ou atmosphérique, sont d'allure apériodique ou périodique amortie et agissent par choc sur les circuits du récepteur.

Pour les essais en laboratoire, on élimine en général les brouilleurs et les parasites et on ne fait agir sur le récepteur que le signal utile ; on opère alors par la méthode dite « *à un seul signal* » qui réduit au minimum les complexités de fonctionnement de l'appareil et facilite l'analyse de ses propriétés fondamentales.

Dans quelques cas, pour faire apparaître certaines propriétés, on est conduit à superposer au signal utile un brouilleur de caractéristiques connues ; on opère alors par la méthode dite « *à deux signaux* ».

En aucun cas, *dans l'état actuel de la technique usuelle* des mesures sur les récepteurs, on ne fait agir des parasites.

Evaluation du niveau du signal à l'entrée. — Dans le cas d'un récepteur fonctionnant *sur antenne*, le niveau du signal à l'entrée est mesuré par la valeur de la force électromotrice induite dans l'antenne.

— Si l'onde est *entretenue*, donc le signal à l'entrée de la forme :

$$E \sin(\Omega t + \varphi)$$

son niveau est mesuré tout naturellement par sa *valeur efficace* $\frac{E}{\sqrt{2}}$. On l'exprime habituellement en microvolts ou en millivolts ; parfois aussi, comme nous le verrons plus loin, on l'évalue en *décibels au-dessous de* 1 V par la relation :

$$N = 20 \lg \frac{1}{E} \qquad \text{en exprimant } E \text{ en volts}$$

ou

$$N = 20 \lg \frac{10^6}{E} \qquad \text{en exprimant } E \text{ en microvolts.}$$

— Si l'onde est *modulée*, donc le signal à l'entrée de la forme :

$$E(1 + m \sin \omega t) \sin(\Omega t + \varphi)$$

on a le choix entre deux définitions :

a) On peut évaluer le niveau du signal à l'entrée par sa valeur efficace :

$$E_{\text{eff}} = \frac{E}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}.$$

Cette définition s'introduit tout naturellement dans le cas où l'on déduit la valeur de la force électromotrice E des indications d'un voltmètre ou d'un ampèremètre thermique, comme cela avait lieu sur les premiers générateurs étalonnés. Elle a l'inconvénient de fournir un chiffre qui, pour une porteuse constante, varie avec le taux de modulation.

b) On peut au contraire prendre pour mesure du signal à l'entrée la valeur efficace de la *porteuse seule*, soit $\frac{E}{\sqrt{2}}$.

Cette seconde définition a l'avantage de fournir une mesure indépendante du taux de modulation ; de plus elle correspond aux indications des appareils de mesure utilisés sur les générateurs étalonnés modernes, qui sont en général des appareils à détection linéaire mesurant directement la valeur efficace de la porteuse.

Dans ce qui suit, nous utiliserons systématiquement la *seconde définition* qui est d'une utilisation pratique plus commode.

— Dans le cas d'un récepteur *sur cadre*, suivant la convention admise, on mesure le niveau du signal à l'entrée, soit par la valeur de la force électromotrice E induite dans le cadre, soit *de préférence* par celle de la composante électrique K du champ inducteur. Les deux valeurs sont liées l'une à l'autre en fonction des caractéristiques du cadre par la relation habituelle.

$$E = \frac{2\pi N S}{\lambda} K$$

en exprimant : E en microvolts,
K en microvolts par mètre,
λ en mètres,
S en mètres carrés

Suivant qu'on a affaire à une onde entretenue ou à une onde modulée, et comme dans le cas d'un récepteur sur antenne, on exprime le niveau du signal à l'entrée, soit par la valeur efficace du signal, soit par celle de sa porteuse. Pour les mêmes raisons que ci-dessus, nous utiliserons dans ce qui suit la valeur efficace de la porteuse.

Signal à la sortie. — *Définitions.* — On désigne sous le nom de « *signal à la sortie* » le véhicule de l'énergie disponible à la sortie de l'amplificateur à basse fréquence.

Dans le cas des récepteurs alimentant un appareil électrique quelconque, extérieur au récepteur, le signal à la sortie est constitué par l'ensemble des courants débités dans cet appareil par l'étage de puissance du récepteur.

Dans le cas des récepteurs de radiodiffusion munis d'un haut-parleur incorporé dans le poste, le signal à la sortie est constitué par l'*onde sonore* émise par le haut parleur.

— Comme pour le signal à l'entrée, on est amené à distinguer le signal utile à la sortie et les signaux parasites ou brouilleurs. Le *signal utile à la sortie* est celui qui est produit directement par le signal utile à l'entrée. Les *signaux parasites* à la sortie ont pour origine, soit les signaux parasites ou brouilleurs à l'entrée, soit des courants parasites fabriqués dans le récepteur.

Pendant les essais en laboratoire, le récepteur est soustrait systématiquement à toute action parasite extérieure ; on n'a donc à considérer que les seuls signaux parasites ayant leur origine dans le récepteur lui-même et constituant ce qu'on appelle le *bruit de fond du récepteur.* Ces signaux ont d'ailleurs des causes variées et assez nombreuses.

On distingue :

a) Le *souffle* ayant pour origine les courants produits par l'agitation thermique et les effets de grenaille dans les premiers étages du récepteur, qui donne lieu à un bruit caractéristique de chute d'eau ou de fuite de gaz. Lorsque le récepteur est abandonné à lui-même, en l'absence de toute onde incidente, ce bruit apparaît spontanément dès que l'amplification globale du récepteur atteint une valeur suffisante ; il constitue alors ce que l'on appelle le *souffle du récepteur.*

Lorsqu'on fait agir sur le récepteur une onde entretenue en résonance, on constate un renforcement du souffle dû à une amélioration de la détection (chap. XI, § D 3°) ; l'accroissement du bruit correspondant est souvent désigné sous le nom de *souffle de l'onde porteuse.*

b) Les *ronflements* qui ont généralement pour origine des courants parasites dus au réseau d'alimentation, mais qui peuvent avoir aussi pour cause des accrochages internes ou des effets de relaxation. Ils peuvent être constitués par des courants à basse fréquence qui se superposent aux courants utiles ou peuvent se manifester par une modulation à basse fréquence de l'onde utile. Le plus souvent ils proviennent d'une insuffisance de filtrage de l'alimentation anodique et ont une fréquence double de celle du réseau, soit donc 100 Hz avec les réseaux usuels.

c) Les *sifflements,* qui apparaissent surtout dans les récepteurs superhétérodynes et qui sont dus à des battements entre l'onde incidente et un harmonique d'un oscillateur interne, ou à des battements entre deux oscillateurs internes ou des harmoniques de ces oscillateurs. Ils peuvent également avoir pour origine un accrochage d'un étage à haute fréquence ou à fréquence intermédiaire. Ils se manifestent par l'apparition de courants à fréquence musicale, qui se superposent aux courants utiles, et dont la fréquence varie dans toute la gamme musicale lorsqu'on agit sur les organes de réglage du récepteur.

d) Les *bruits de cloches*, dus aux vibrations mécaniques des tubes ou d'un organe mécanique quelconque (condensateur, inductance, connexion...), donnant naissance à des courants amortis à fréquence audible lorsque le récepteur est soumis à des chocs ou à des vibrations.

e) Les courants produits directement par un oscillateur interne prévu dans le récepteur pour remplir une fonction quelconque, par exemple un oscillateur à fréquence musicale pour la réception des ondes entretenues dans un récepteur superhétérodyne, ou l'oscillateur de découpage dans le cas d'un récepteur à super-réaction.

Evaluation du niveau du signal à la sortie. — En principe le niveau du signal à la sortie est évalué par la *puissance* mise en jeu dans l'appareil d'utilisation.

— Dans le cas simple où le circuit de sortie débite dans un appareil électrique extérieur, la mesure du signal à la sortie se ramène à la mesure de la puissance électrique fournie par le récepteur à l'appareil extérieur ; en principe elle pourrait, et elle devrait, se faire aux bornes mêmes de cet appareil, par exemple à l'aide d'un wattmètre convenablement choisi. Malheureusement, les puissances mises en œuvre sont toujours faibles : au maximum quelques watts, le plus souvent 50 mW et quelques fois moins encore. De plus, les courants qui transportent cette puissance ont une fréquence élevée située dans la gamme musicale (normalement pour les essais : 400, 800 ou 1 000 Hz). Dans ces conditions, à moins d'utiliser des dispositifs spéciaux de l'un des types décrits au chapitre III, § C 6°. p. 261), les wattmètres usuels sont inutilisables et il devient difficile de mesurer directement la puissance fournie à l'appareil d'utilisation. En pratique, on tourne la difficulté par un artifice qui consiste à remplacer l'appareil réel par une *résistance pure*, appelée *résistance ou impédance de charge ou de sortie*, égale au *module* de l'impédance de l'appareil d'utilisation réel pour la fréquence des courants du signal de sortie. On mesure alors, soit la valeur efficace I_{eff} du courant débité dans la résistance, soit la valeur efficace V_{eff} de la tension à ses bornes et on *calcule* la puissance par les relations :

$$P = R I_{\text{eff}}^2 = \frac{V_{\text{eff}}^2}{R}.$$

Si R est connu et constant, on peut graduer directement en valeur de la puissance les appareils de mesure de I_{eff} ou de V_{eff} ; on réalise ainsi ce que l'on appelle couramment des *wattmètres de sortie.*

— Pour les mesures usuelles en laboratoire sur les récepteurs, on utilise en général un signal à l'entrée produit par une source de courant sinusoïdal pratiquement pur. Si le récepteur était parfait, le signal de sortie serait lui-même pratiquement sinusoïdal ; en fait, par suite des propriétés non linéaires des organes constituant les amplificateurs à haute et à basse fréquences, il y a distorsion et le signal de sortie comporte un taux d'harmoniques d'autant plus grand que le signal de sortie est lui-même plus puissant. Comme la distorsion est nuisible à la qualité des liaisons radioélectriques, on est conduit à limiter le niveau usuel du signal de sortie à une valeur telle que la distorsion reste tolérable, par exemple inférieure à 5 ou 10 %. La puissance limite correspondante, c'est-à-dire la puissance maximale que l'on peut tirer du récepteur dans des conditions acceptables, constitue un paramètre caractéristique du récepteur et particulièrement important ; on la désigne sous le nom de *puissance maximale de sortie utilisable.*

Le réglage de la puissance du signal de sortie est réalisé à l'aide d'un organe, dit « *réglage de puissance* », en général un simple potentiomètre, qui permet de

faire varier le niveau du signal détecté à l'entrée de l'amplificateur à basse fréquence du récepteur.

— Dans le cas des récepteurs de radiodiffusion comportant un haut-parleur intérieur, la mesure du signal de sortie devrait en toute rigueur se ramener à la mesure de la *puissance acoustique* rayonnée par le haut-parleur en fonctionnement normal dans son ébénisterie. Malheureusement, cette mesure se heurte aux difficultés considérables communes à toutes les mesures acoustiques et il n'existe pas actuellement de solution simple pour résoudre pratiquement le problème. Pour tourner cette nouvelle difficulté on doit encore faire appel à un artifice qui consiste à considérer le haut-parleur comme un appareil d'utilisation extérieur quelconque et à évaluer la *puissance électrique* qui lui est fournie. Pour serrer de plus près la réalité et tenir compte éventuellement des distorsions du transformateur d'alimentation du haut-parleur, on place en général la résistance de charge aux bornes du secondaire du transformateur aux lieu et place de la bobine mobile du haut-parleur.

Cette méthode est d'application simple, mais elle n'est qu'une approximation assez grossière car elle ne tient aucun compte des propriétés électromécaniques du haut-parleur. Telle quelle et faute de mieux elle permet, sinon des mesures absolues, du moins des mesures relatives entre des récepteurs munis de hauts-parleurs comparables supposés en bon état de fonctionnement. De plus, elle permet de réaliser simplement une étude complète des propriétés électriques du récepteur.

Sensibilité. — On désigne sous le nom de *sensibilité* la caractéristique d'un récepteur qui définit son aptitude à *capter* et à rendre *utilisables* des ondes de faible intensité. Comme le niveau du signal à la hauteur du détecteur est imposé *a priori* par les caractéristiques du détecteur utilisé, la sensibilité ne dépend que de l'amplification des étages à haute fréquence. L'organe de réglage de la sensibilité agit donc simplement sur l'amplification des étages à fréquence porteuse et à fréquence intermédiaire et, pour cette raison, on l'appelle également l'organe de *réglage du gain* de l'amplificateur à haute fréquence. Il peut être à commande manuelle ou automatique (régulateur automatique de gain). Dans le cas des récepteurs à réaction ou à superréaction, le gain est réglé par le jeu de la manette de réglage de la réaction.

— Dans le cas simple d'un récepteur de sensibilité assez faible pour que les bruits de fond restent négligeables devant le signal utile, la sensibilité est parfaitement définie par *la valeur du signal à l'entrée nécessaire pour obtenir à la sortie un signal de puissance donnée* et d'autant plus grande que le signal à l'entrée est plus petit et inversement ; on la chiffre alors simplement et sans ambiguïté par la valeur de ce signal correspondant au réglage du récepteur qui donne l'amplification maximale.

— Dans le cas d'un récepteur sensible, dans lequel le bruit de fond atteint un niveau comparable, ou même supérieur à celui du signal utile, le problème de la définition précise et de l'évaluation de la sensibilité se complique. On est alors conduit à considérer deux définitions de la sensibilité suivant les conditions dans lesquelles on se place :

a) La *sensibilité maximale* ou *limitée par le gain* évaluée, comme dans le cas simple, par la valeur du signal à l'entrée qui est nécessaire, au maximum d'amplification, pour produire à la sortie un *signal utile* de puissance donnée, *sans s'inquiéter du bruit de fond.* Dans ce cas, et pour ramener la mesure au cas simple, on dispose à la sortie un filtre de bande qui laisse passer le signal utile et arrête pratiquement les bruits de fond et signaux parasites ; la mesure au wattmètre

de sortie peut alors se faire simplement comme dans le cas précédent et comme s'il n'y avait pas de bruit de fond.

En pratique, cette définition et cette mesure de la sensibilité, qui négligent systématiquement le bruit de fond, sont d'un intérêt pratique médiocre car elles correspondent à un régime de fonctionnement du récepteur pour lequel le signal utile est noyé ou même couvert par un bruit de fond qui rend son utilisation effective très pénible. La sensibilité ainsi mesurée est très optimiste et inutilisable le plus souvent.

b) La *sensibilité utilisable* ou *sensibilité limitée par le bruit.* Pour obtenir un résultat qui évalue correctement les propriétés du récepteur dans les conditions de fonctionnement réel, il faut obligatoirement tenir compte du bruit de fond et définir un réglage du récepteur tel que le signal utile se détache nettement au-dessus du bruit de fond.

On s'impose alors, *a priori*, une valeur donnée pour le rapport du signal utile au bruit de fond et on évalue ce que l'on appelle la *sensibilité utilisable par la valeur du signal à l'entrée nécessaire pour obtenir à la sortie un signal utile de puissance donnée, avec un réglage du récepteur tel que le rapport signal/bruit de fond soit au moins égal à la valeur imposée.* Le réglage correspondant du récepteur est dit « *réglage normal* » du récepteur ; il est utilisé en principe comme réglage de base pour un grand nombre de mesures.

— Cette définition est celle qui est couramment utilisée pour les mesures de sensibilité sur les récepteurs modernes de grande sensibilité. Elle appelle cependant quelques remarques.

Imaginons un jeu de récepteurs *identiques*, sauf en ce qui concerne l'amplification des étages à haute fréquence et tels que, *en maintenant au maximum l'organe de réglage de la sensibilité*, les sensibilités de chacun d'eux s'échelonnent progressivement depuis des valeurs faibles telles que le bruit de fond à la sortie soit pratiquement nul jusqu'à des valeurs telles que le bruit de fond atteigne et dépasse le niveau normal du signal utile.

Pour tous les récepteurs pour lesquels le bruit de fond est négligeable devant le signal utile, on peut sans ambiguïté définir la sensibilité du récepteur par la valeur du signal à l'entrée qui produit à la sortie un signal utile, pratiquement pur, de niveau donné et maintenu constant pour tous les récepteurs. Dans ce cas, la sensibilité maximum et la sensibilité utilisable coïncident.

Cette définition reste applicable aux récepteurs de sensibilité plus élevée, tant que le bruit de fond est assez faible pour que le rapport *signal/bruit de fond* reste supérieur à la valeur imposée. Elle s'applique également au récepteur pour lequel ce rapport devient égal à la valeur admise et pour lequel l'amplification à haute fréquence est telle que le bruit de fond se trouve à la limite des tolérance.

Enfin, pour tous les récepteurs possédant une amplification à haute fréquence supérieure, donc une sensibilité maximale plus grande que celle du récepteur limite, le bruit de fond dépasse la tolérance admise et il est impossible, en maintenant au maximum l'organe de réglage de la sensibilité, d'avoir *simultanément* un *signal utile* de valeur donnée et un rapport *signal/bruit de fond* égal à une valeur imposée. Pour satisfaire aux deux conditions de la sensibilité utilisable, il faut alors *réduire l'amplification à haute fréquence, donc la sensibilité* du récepteur, pour abaisser le niveau du bruit de fond et, simultanément, *élever le niveau du signal à l'entrée* pour ramener le signal à la sortie à sa valeur normale.

Dans ces conditions, la *sensibilité utilisable est inférieure à la sensibilité* maximale, d'autant plus que l'amplification à haute fréquence, pour la position maximale de l'organe de réglage de la sensibilité, est plus grande.

En outre, pour trouver à la sortie un même signal utile avec un même rapport *signal/bruit de fond*, c'est-à-dire en définitive un même bruit de fond, on est conduit à donner à tous les récepteurs une même amplification à haute fréquence; autrement dit *la sensibilité utilisable conserve une valeur constante pour tous les récepteurs.*

— Plus généralement, dans un récepteur bien étudié, comme nous le verrons plus loin (chap. XI, § D), la cause principale du bruit de fond se trouve localisée dans le circuit et le tube d'entrée de l'amplificateur à haute fréquence et le rapport signal/bruit de fond à la sortie reste égal au rapport signal/bruit de fond à l'entrée, quelle que soit l'amplification du récepteur donc son réglage de sensibilité.

Il en résulte que :

a) Dès l'instant où l'on s'est imposé un circuit d'entrée et la valeur du rapport signal/bruit à la sortie, on se fixe *ipso facto* le rapport signal/bruit à l'entrée, donc aussi la valeur du signal à l'entrée puisque le bruit de fond est défini par les caractéristiques des circuits d'entrée. Autrement dit, *la sensibilité utilisable d'un récepteur est indépendante de l'amplification totale du récepteur, donc du réglage de sensibilité, et ne dépend que des caractéristiques des circuits d'entrée.*

b) Si, en maintenant le signal à l'entrée constant et égal à la valeur correspondant à la sensibilité utilisable, on fait varier l'organe de réglage de la sensibilité, donc l'amplification à haute fréquence, *dans les limites compatibles avec le fonctionnement correct du récepteur*, on ne fait que modifier globalement la puissance du signal à la sortie (signal utile et bruit de fond) *sans modifier le rapport signal/bruit.* Le même résultat est atteint en agissant sur l'organe de réglage de la puissance.

— En résumé, *dès l'instant où l'amplification totale du récepteur est suffisamment grande* pour que le bruit de fond à la sortie atteigne et dépasse la limite tolérable, la mesure de la sensibilité utilisable devient en fait une *mesure de bruit de fond à l'entrée* (chap. XI, § D) et son résultat est indépendant des réglages de sensibilité et de puissance qui agissent seulement sur le niveau de sortie. La notion de sensibilité utilisable, telle qu'elle se dégage des considérations ci-dessus, est donc insuffisante à elle seule pour caractériser un récepteur au simple point de vue de son aptitude à capter et à utiliser un signal faible.

Il faut alors la compléter :

a) par une mesure de *puissance de sortie maximale utilisable* pour caractériser son aptitude à fournir de la puissance au circuit d'utilisation,

b) par une mesure de *réserve d'amplification* pour s'assurer que l'amplification du récepteur est suffisante pour lui permettre de débiter la puissance dont il est capable quand on fait agir à l'entrée le signal le plus faible qu'il puisse capter dans de bonnes conditions.

Sélectivité. — On désigne sous le nom de *sélectivité* la caractéristique d'un récepteur qui définit son aptitude à séparer un signal utile d'un signal brouilleur en utilisant la différence de leurs fréquences porteuses. Elle est évaluée par une courbe qui représente l'affaiblissement relatif du brouilleur par rapport au signal utile sur lequel est accordé le récepteur en fonction du déréglage de fréquence du brouilleur.

Le sommet de cette courbe qui avoisine l'accord représente la gamme des fréquences porteuses des ondes reçues sans affaiblissement appréciable. On appelle *bande passante* la largeur de cette gamme, exprimée en kHz, dans laquelle l'affaiblissement reste inférieur à une valeur convenue, par exemple 3 ou 6 dB.

Puissance. — On désigne ainsi la caractéristique d'un récepteur qui définit son aptitude à débiter dans les circuits d'utilisation une puissance appropriée à leur bon fonctionnement. Elle est caractérisée et mesurée par la valeur de la puissance dissipée dans l'impédance normale de sortie.

On appelle « *puissance de sortie maximale utilisable* » la puissance la plus élevée que peut débiter le récepteur avec une distorsion harmonique inférieure ou au plus égale à une valeur donnée, par exemple 5 ou 10 %.

La valeur ainsi définie représente la puissance la plus élevée que le récepteur puisse débiter sans distorsion prohibitive. En service normal, en présence d'une onde modulée de porteuse constante, c'est celle qui limite la puissance de crête correspondant à une modulation à 100 %. La puissance correspondante, pour une modulation normale à 30 %, est alors inférieure de 10 dB à cette valeur.

— Pour les mesures courantes, effectuées avec une onde modulée à 30 %, la puissance de sortie maximale à prendre en considération est donc la puissance inférieure de 10 dB à la puissance maximale définie ci-dessus ; on la désigne sous le nom de « *puissance de sortie de référence* ».

Réserve d'amplification — Suramplification. — On admet que l'amplification globale d'un récepteur correctement établi doit être telle que, en appliquant à l'entrée un signal égal à la sensibilité utilisable, on obtienne à la sortie une puissance P égale à la puissance de sortie de référence P_0.

Si $P > P_0$, on dit que le récepteur comporte une *réserve d'amplification* ou *suramplification* mesurée par la facteur de suramplification :

$$10 \lg \frac{P}{P_0} \text{ dB.}$$

Si $P < P_0$, l'amplification est considérée comme insuffisante ; le facteur de suramplification est alors négatif.

Distorsions. — Si l'on avait affaire à un récepteur idéal dans lequel tous les circuits et étages amplificateurs auraient un fonctionnement parfaitement linéaire et apériodique, le signal à la sortie serait la reproduction fidèle de la modulation de l'onde incidente, quelles que soient la fréquence, la forme et la profondeur de la modulation.

En pratique, cette condition idéale n'est jamais réalisée et le signal à la sortie est toujours plus ou moins déformé, on dit alors qu'il y a *distorsion.*

On est conduit à distinguer plusieurs types de distorsion :

Distorsion harmonique. — Cette distorsion a pour origine la courbure des caractéristiques des tubes ou éléments de circuits des divers étages du récepteur ; elle a pour effet de faire apparaître à la sortie du récepteur des courants parasites de fréquences harmoniques de celles des courants de modulation, donc de modifier la composition du spectre et par suite le timbre du signal de sortie.

On l'évalue en faisant agir à l'entrée du récepteur un signal idéal sans distorsion et en mesurant la valeur du taux d'harmoniques du courant constituant le signal de sortie.

On est amené à considérer séparément la *distorsion à haute fréquence,* la *distorsion de détection* et *la distorsion à basse fréquence,* dues aux déformations du signal produites respectivement par l'amplificateur à haute fréquence, par le détecteur et par l'amplificateur à basse fréquence. Chacune d'elles est évaluée en fonction de l'accroissement du taux d'harmoniques du signal de sortie qui

résulte des déformations qui prennent naissance dans chacune des trois parties fondamentales du récepteur.

Enfin, on appelle *distorsion globale* la distorsion harmonique du signal à la sortie résultant de l'ensemble des déformations produites dans les divers étages du récepteur, *à l'exception du haut-parleur*, lorsqu'on fait agir à l'entrée du récepteur un signal à modulation parfaitement sinuoïdale de niveau spécifié.

Distorsion en fréquence de modulation. — Dans un récepteur où tous les étages seraient parfaitement linéaires, dans lequel par conséquent il n'y aurait pas de distorsion harmonique, l'amplification des divers étages peut varier avec la fréquence de la modulation. Si l'on fait agir à l'entrée un signal à haute fréquence, de porteuse et de profondeur de modulation constantes, mais dont la fréquence de modulation varie, le niveau du signal à la sortie varie avec la fréquence de modulation ; on dit alors qu'il y a *distorsion en fréquence de modulation*, ou encore improprement « distorsion linéaire » par opposition avec la distorsion « non linéaire » ou harmonique. Cette distorsion a pour effet de modifier, non pas la composition spectrale du signal de sortie, mais la répartition relative de l'énergie dans les diverses parties du spectre acoustique de ce signal. On l'évalue par une courbe qui représente la loi de variation du niveau du signal de sortie en fonction de la fréquence de modulation.

Distorsion en amplitude. — Indépendamment de la distorsion harmonique, la courbure des caractéristiques des divers étages du récepteur a pour effet de faire varier certaines qualités du récepteur, par exemple l'amplification, en fonction du niveau du signal à l'entrée. Le signal de sortie subit alors une amplification variable avec le niveau du signal à l'entrée, on dit qu'il y a distorsion en amplitude.

Distorsion différentielle. — Lorsque deux signaux agissent simultanément sur un récepteur ayant des caractéristiques non linéaires, les deux signaux réagissent l'un sur l'autre par *intermodulation* ; il apparaît alors des signaux parasites, dits « *produits d'intermodulation* », qui n'existent dans aucun des deux signaux primitifs et dont les fréquences sont égales à la somme ou à la différence des fréquences fondamentales ou de leurs harmoniques. Ces signaux parasites se superposent aux signaux utiles en introduisant une nouvelle forme de distorsion.

Transmodulation. — La transmodulation est un phénomène de brouillage dû à un effet de non linéarité dans les étages d'entrées à fréquence porteuse du récepteur. Elle prend naissance lorsque, en même temps qu'un signal utile de faible niveau et à l'accord, on fait agir sur le récepteur un signal brouilleur puissant et modulé, suffisamment déréglé pour que, s'il était seul, il ne soit pas perçu. Elle se manifeste par la modulation du signal utile à la cadence de la modulation du brouilleur. Ce dernier se trouve alors véhiculé à travers le récepteur par le signal utile et par suite impossible à éliminer.

Étouffement. — L'étouffement est un phénomène de brouillage qui se manifeste lorsqu'un brouilleur non modulé, désaccordé mais puissant, agit sur le récepteur en même temps que le signal utile, et qui se traduit par un affaiblissement du signal utile. Il est dû à une réaction du brouilleur sur l'amplification du récepteur (par exemple sur le régulateur automatique de gain).

Effacement. — L'effacement est un phénomène qui prend naissance dans un récepteur à détection linéaire, lorsqu'on fait agir simultanément un signal

brouilleur suffisamment déréglé pour être reçu faiblement et un signal utile à l'accord parvenant au détecteur avec un niveau supérieur à celui du brouilleur. Il se manifeste par un affaiblissement du signal faible (brouilleur) par le signal fort (utile). De même, un brouilleur puissant peut provoquer l'effacement d'un signal utile faible.

Fidélité. — On désigne sous le nom de fidélité l'aptitude d'un récepteur à reproduire uniformément toutes les composantes du specte de modulation, quelles que soient leurs fréquences. La fidélité est donc la qualité inverse de la distorsion en fréquence de modulation ; elle est évaluée comme elle par la courbe qui représente la loi de variation du niveau du signal de sortie en fonction de la fréquence de modulation. Elle est qualifiée par la valeur de la « *bande passante électrique globale* », c'est-à-dire par la largeur de la bande de fréquence de modulation pour laquelle l'affaiblissement du niveau de sortie reste inférieur ou au plus égal à une valeur convenue (par exemple 6 dB) en dessous de la valeur maximale.

Les organes du récepteur dont les caractéristiques influent sur la fidélité sont principalement :

a) les étages amplificateurs à haute fréquence qui, en raison de leur sélectivité, amplifient plus ou moins mal les ondes latérales correspondant aux modulations à fréquence élevée ;

b) les étages amplificateurs à basse fréquence dont la courbe de réponse s'infléchit en bas et en haut de la gamme des fréquences musicales.

— Dans les récepteurs usuels de radiophonie, on peut agir sur la fidélité à l'aide des organes de réglage de *tonalité* qui modifient la courbe de réponse des étages amplificateurs à basse fréquence. Le plus souvent, ces organes ont pour effet d'étouffer les notes aiguës, donc de favoriser les notes graves.

Amplification globale. — Dans le cas d'un récepteur sur antenne, dans lequel le signal à l'entrée est mesuré par la valeur de la force électromotrice E_{eff} induite dans l'antenne et le signal à la sortie par la tension V_{eff} aux bornes de l'impédance de sortie, on peut évaluer l'amplification globale par la valeur du rapport $\frac{V_{\text{eff}}}{E_{\text{eff}}}$. On l'exprime parfois en décibels par la relation :

$$A = 20 \lg \frac{V_{\text{eff}}}{E_{\text{eff}}}.$$

Sa mesure se fait comme celle de la sensibilité. Par contre elle a une signification moins générale car, pour un même récepteur, le résultat de la mesure dépend de la valeur de l'impédance de sortie utilisée. En outre, elle n'a plus de sens net lorsqu'on évalue le signal à l'entrée par la valeur du champ inducteur ou celle du signal de sortie par la valeur de la puissance dissipée dans une résistance de charge.

Gain. — La notion de gain remplace celle d'amplification globale dans le cas où l'on exprime simultanément en « *puissance* » le signal à l'entrée et le signal à la sortie du récepteur. Par définition, le gain est le rapport de la puissance à la sortie P_s à la puissance à l'entrée P_e. Il peut s'exprimer en décibels par la relation :

$$G = 10 \lg \frac{P_s}{P_e}.$$

Comme celle d'amplification totale, la notion de gain n'a un sens précis que si les circuits d'entrée et de sortie sont nettement définis et, en principe, constitués par des résistances pures.

Stabilité. — La stabilité est la caractéristique d'un récepteur qui définit son aptitude à fournir pendant un certain temps un effet utile constant sous l'action d'un signal à l'entrée de caractéristiques constantes, quelles que soient les conditions d'emploi dans les limites d'utilisation normale de l'appareil. Elle se contrôle pratiquement par la constance des qualités fondamentales du récepteur : accord, sensibilité, amplification, sélectivité, fidélité.

Les principales causes d'instabilités sont : le temps de fonctionnement, les variations de température, les variations des tensions d'alimentation, les vibrations mécaniques et d'une façon générale tous les facteurs physiques susceptibles de provoquer des variations de caractéristiques d'un organe quelconque entrant dans la construction de l'appareil.

Pour évaluer la stabilité, on reprend la mesure des différentes qualités du récepteur en faisant varier les facteurs physiques de déréglages et on la chiffre par la valeur des variations constatées pour chaque qualité.

Rayonnements. — Certains récepteurs, par exemple les récepteurs comportant une réaction ou un changeur de fréquence, renferment un ou plusieurs oscillateurs internes ; ceux-ci peuvent induire des courants parasites, soit dans l'antenne, soit dans les circuits reliant le récepteur aux sources d'alimentation (réseau) ou aux appareils d'utilisation. Le récepteur se comporte alors comme un émetteur de faible puissance et peut rayonner des ondes parasites, à la fréquence des oscillateurs internes ou à des fréquences harmoniques ; il devient de ce fait une cause de perturbation pour les récepteurs voisins. Ces rayonnements parasites peuvent être très gênants dans les centres d'écoute où se trouvent rassemblés des récepteurs accordés sur des fréquences diverses ; on cherche donc à les réduire le plus possible.

Les rayonnements sont évalués et mesurés par la valeur de la force électromotrice induite en fonctionnement normal dans l'antenne du récepteur ou dans les divers circuits reliés au récepteur et susceptibles de se comporter comme une antenne, par exemple les circuits d'alimentation, ou encore par la différence de potentiel créée aux bornes de ces circuits dans des conditions expérimentales normalisées.

B. — APPAREILLAGE ET MESURES FONDAMENTALES

1° Cabine blindée. — Source d'énergie.

Par construction même, un récepteur est prévu pour capter des signaux très faibles. Pour étudier ses propriétés en laboratoire, on est donc amené à faire agir à l'entrée du récepteur un signal de caractéristiques connues mais de très faible niveau et à analyser l'effet produit par ce signal sur les divers circuits du récepteur. Bien entendu, l'analyse n'est possible que si le signal connu agit seul sur le récepteur, c'est-à-dire si l'on soustrait complètement ce dernier à l'action de tout signal étranger, même très faible.

Pour réaliser cette condition fondamentale on est tout d'abord conduit à supprimer l'antenne réelle et à la remplacer par une antenne fictive blindée à rayonnement nul ; mais cette précaution ne suffit pas en général car elle ne fait pas disparaître les inductions parasites sur les connexions inévitables et sur les divers circuits intérieurs du récepteur. En outre, elle est inapplicable dans le cas d'un récepteur fonctionnant sur cadre et qui ne peut être essayé qu'en ordre de marche normale.

Il faut donc faire disparaître toutes les ondes étrangères à la mesure, quelle que soit leur nature : émissions entretenues ou parasites. On y parvient en équipant le banc d'essais dans une *cabine blindée*, c'est-à-dire dans une pièce ou un caisson *à parois métalliques* à l'intérieur desquels les ondes d'origine extérieure sont affaiblies à un niveau tel que leur action sur le récepteur devienne négligeable devant celle du signal étalonné utilisé pour la mesure.

— Cette cabine est souvent désignée sous le nom de cage de Faraday, mais il faut bien remarquer qu'il s'agit là d'une dénomination *erronée et dangereuse* car elle risque de prêter à confusion. En réalité, comme les ondes à éliminer sont essentiellement des ondes électromagnétiques et non pas des champs électrostatiques, les parois de la cabine fonctionnent en écrans électromagnétiques et l'affaiblissement produit résulte essentiellement de l'action des *courants induits* dans les parois par l'onde à éliminer. Dès lors toute cause, susceptible de gêner la libre circulation de ces courants, nuit à l'efficacité de la protection et peut même la faire disparaître plus ou moins complètement. La cabine blindée idéale serait donc une pièce dont toutes les parois seraient constituées par des *tôles métalliques pleines et continues*, en cuivre ou en métal très bon conducteur, soigneusement reliées les unes aux autres, par exemple par soudure, ne comportant aucune fissure ni aucune discontinuité, et d'épaisseur nettement supérieure à la pénétration pour les ondes à éliminer.

En réalité, par raison d'économie ou de facilité de construction, et pour permettre aux opérateurs d'y travailler, on réalise le plus souvent les cabines blindées en recouvrant toutes leurs parois à l'aide d'un grillage métallique, l'efficacité étant d'autant meilleure que le fil est meilleur conducteur et que les mailles sont plus fines de façon à se rapprocher le plus possible au point de vue électrique du conducteur continu. On utilise en général des grillages en fils de cuivre à mailles très fines ; les diverses feuilles sont soigneusement reliées les unes aux autres par soudures aussi continues que possible. La porte d'accès est elle-même recouverte de grillage en liaison électrique très soignée avec les grillages de la paroi voisine, soit par une tresse souple soudée, du côté de la charnière, soit par des contacts à ressorts métalliques sur les autres côtés.

Pour parer aux défectuosités de montage et améliorer l'efficacité de la protection, on utilise en général des cabines à doubles parois constituées par deux cabines identiques, concentriques, *sans liaisons électriques* l'une avec l'autre, ou *reliées seulement en un seul point*, par exemple au point de traversée des câbles du réseau d'alimentation, de façon à éliminer toute possibilité de courants de circulation entre elles.

On peut également réaliser des cabines très efficaces, à simples ou à doubles parois, à l'aide de feuilles de zinc soudées réalisant une surface électriquement continue. Dans ce cas, il est indispensable de prévoir des fenêtres et des ouvertures d'aération recouvertes de grillages métalliques fins et soudés destinés à assurer la continuité électrique des parois sans arrêter l'air et la lumière.

Lorsque toutes ces précautions sont correctement satisfaites, les ondes provenant d'émetteurs extérieurs, même rapprochés, sont rendues pratiquement inoffensives à l'intérieur des cabines blindées. L'affaiblissement des champs peut atteindre et dépasser 100 dB.

— Inversement, lorsqu'on réalise de tels affaiblissements, la moindre défectuosité, susceptible de créer « une fuite » ou d'offrir le moindre passage aux ondes à haute fréquence à travers les parois métalliques, a pour effet de provoquer une augmentation importante des champs parasites, donc de faire réapparaître les brouillages. En particulier, il ne faut *en aucun cas ramener à l'intérieur de la cabine un conducteur venant de l'extérieur* et traversant les parois métalliques

sans liaison électrique avec elles. Ce conducteur, fonctionnant en antenne, annule le plus souvent l'effet protecteur de la cabine en canalisant les ondes perturbatrices que l'on pensait avoir éliminées.

Cette nouvelle sujétion vient compliquer sérieusement l'alimentation en énergie du récepteur en essais et des appareils de mesure du banc. La solution la plus correcte serait d'utiliser des sources intérieures fonctionnant sur accumulateurs et sans aucune liaison avec l'extérieur. En pratique, surtout avec les appareillages modernes fonctionnant sur réseau alternatif, il est plus commode de conserver l'usage d'un réseau extérieur. On peut y parvenir sans nuire à la protection antiparasite en *filtrant* soigneusement *en haute fréquence* les fils de liaison avec le réseau. A cet effet on place *sur chaque fil, à l'intérieur et à l'extérieur de la cabine*, des filtres passe-bas qui bloquent les courants à haute fréquence se propageant le long des fils et qui réalisent leur *mise à la masse de la cabine* pour ces courants. Ils peuvent être constitués par exemple par des filtres du type passe-bas ordinaire, à deux cellules ou plus, soigneusement blindées individuellement, comprenant en série une inductance qui arrête les courants à haute fréquence sans nuire au passage des courants industriels, et en parallèle entre fils et cabine des capacités qui réalisent pratiquement un court-circuit pour les courants à haute fréquence.

On peut encore arriver au même résultat en réalisant la liaison entre le réseau intérieur et le réseau extérieur à l'aide d'un transformateur blindé assurant le découplage complet des deux réseaux pour les courants à haute fréquence.

Une solution toute différente, mais intéressante, consiste à utiliser comme source d'énergie un groupe comprenant un moteur synchrone alimenté par le réseau extérieur et un alternateur à autoexcitation alimentant le réseau intérieur de la cabine. En réalisant le couplage mécanique du moteur à l'alternateur à l'aide d'un manchon isolant et en plaçant l'alternateur à l'intérieur de la cabine blindée, ou dans une petite cabine annexe reliée à la première par des câbles sous blindages en liaison électrique soignée avec les deux cabines, on obtient un découplage complet entre le réseau intérieur et le réseau extérieur au point de vue des parasites à haute fréquence. En outre, la vitesse du moteur étant indépendante de la tension du réseau d'alimentation et pratiquement constante tant que sa fréquence reste stable, on obtient à l'intérieur de la cabine un réseau stabilisé à l'abri des fluctuations de la tension d'alimentation.

— Cette dernière propriété est très intéressante au point de vue expérimental car, dans la plupart des cas, le fonctionnement des divers appareils constituant le banc d'essais aussi bien que celui du récepteur étudié varient de façon sensible avec la tension d'alimentation. Si donc cette tension subit des fluctuations fréquentes, comme cela se produit sur la plupart des réseaux usuels, les réglages des divers appareils sont continuellement instables et variables.

Il est donc *indispensable* de *contrôler* soigneusement et si possible de *stabiliser la tension du réseau* alimentant le banc d'essais si l'on veut effectuer des mesures précises. A défaut d'une solution automatique comparable à celle du groupe moteur synchrone-alternateur indiqué plus haut, il est recommandé d'alimenter le banc à l'aide d'un transformateur réglable à variation continue (Variac, alternostat, rhéotor,...), muni d'un voltmètre de contrôle branché en permanence, et de ramener s'il y a lieu la tension à sa valeur nominale au moment de chaque mesure.

On peut également utiliser des stabilisateurs de tension du type à *fer saturé* ou à *ferro-résonance à condition de choisir un modèle dont la tension stabilisée*

reste pratiquement sinusoïdale, ce qui n'est pas le cas dans la plupart des appareils de ce genre.

— Notons enfin que, en ce qui concerne les essais des récepteurs aussi bien qu'en ce qui concerne n'importe quel autre essai en haute fréquence, la *définition précise des masses* est fondamentale et joue un très grand rôle dans la qualité des mesures.

Dans le cas actuel où le banc d'essais est installé à l'intérieur d'une cabine métallique, la *masse*, pour tous les phénomènes mis en jeu à l'intérieur de cette cabine, est *constituée uniquement par la cabine elle-même, quelles que soient par ailleurs les liaisons de cette cabine avec la terre*, en particulier si la cabine n'est pas reliée à la terre.

Il est commode en pratique de faire courir tout autour de la cabine à hauteur de table une bande métallique, en liaison *continue* avec la paroi de la cabine, et portant des bornes ou un rebord sur lesquels on pourra faire en tous points du banc d'essais des prises de masse à l'aide de *connexions courtes* terminées par une fiche ou une pince.

On peut aussi avec avantage recouvrir la table d'essais d'une tôle métallique en liaison directe par un de ses bords avec la paroi métallique de la cabine et qui constitue une masse bien définie à laquelle on peut relier très directement toutes les masses des appareils de mesure et du récepteur.

— Les remarques qui précèdent font apparaître que, au seul point de vue des phénomènes à haute fréquence mis en jeu à l'intérieur de la cabine, il est parfaitement indifférent que la cabine blindée soit mise à la terre ou non. Cependant, comme la cabine est reliée au réseau qui fournit l'énergie par les condensateurs des filtres, et éventuellement par des conductances de fuites, cette mise à la terre est recommandée au point de vue de la *sécurité* des opérateurs au moment où, de l'extérieur, ils ouvrent ou ferment les portes de la cabine.

2° Générateurs étalonnés.

Principe général. — Le générateur étalonné est l'appareil à l'aide duquel on crée et on injecte à l'entrée du récepteur le faible signal étalonné qui est la base de toutes les mesures. C'est la pièce maîtresse et fondamentale de tous les bancs d'essais des récepteurs et, à ce titre, il exige une analyse un peu détaillée.

— Étant donnée la très faible valeur des signaux à réaliser, il ne peut être question de chiffrer leurs caractéristiques à l'aide des appareils de mesure usuels et, pour pouvoir les étalonner, on doit recourir à un artifice. On utilise comme source d'énergie un oscillateur relativement puissant qui crée entre deux bornes intermédiaires un signal de niveau suffisamment élevé pour pouvoir être mesuré et étalonné par les moyens classiques et avec une précision suffisante. Ensuite, on affaiblit ce signal, *sans le déformer*, dans un rapport réglable et étalonné à l'aide d'appareils désignés sous le nom d'affaiblisseurs.

On obtient ainsi, à la sortie de l'affaiblisseur, un signal dont toutes les caractéristiques sont connues et dont le niveau peut être, en principe, rendu aussi faible qu'on le désire, sous la seule réserve qu'il n'y ait aucune induction directe entre l'oscillateur et le circuit de sortie, faute de quoi un signal parasite de niveau inconnu se superposerait au signal utile et l'étalonnage de l'affaiblisseur perdrait toute signification. Comme, dans les conditions d'utilisation usuelle, on est amené à réaliser des affaiblissements très importants (de l'ordre du million ou plus), il est indispensable de prendre sur ce point des précautions toutes

spéciales. En fait on dispose l'oscillateur, ses circuits annexes et l'affaiblisseur dans des boîtiers métalliques épais et électriquement étanches qui constituent des écrans électromagnétiques éliminant les couplages directs parasites; en outre, tous les fils sortant de ces boîtiers et assurant la liaison en courants continus ou à basse fréquence des appareils sous blindages avec les circuits extérieurs (source d'alimentation, appareils de mesure,...) sont énergiquement filtrés pour éliminer toute fuite de courant à haute fréquence. Enfin, l'ensemble est équipé dans un coffret métallique étanche assurant un blindage général très efficace, tel qu'il ne puisse y avoir aucune induction directe possible entre l'oscillateur et le récepteur en essai ou le circuit reliant ce récepteur aux bornes de sortie de l'affaiblisseur.

— Dans ces conditions, un générateur étalonné se présente sous forme d'un *coffret blindé* sur lequel sont *seules accessibles* de l'extérieur les *deux bornes de sortie* de l'affaiblisseur. En outre, ces deux bornes sont elles-mêmes disposées dans une *fiche blindée* prévue pour permettre la fixation d'un *câble blindé* assurant la liaison du générateur avec le récepteur.

— Le signal de sortie du générateur, disponible entre les bornes de l'affaiblisseur, constitue le signal utile à l'entrée du récepteur. Il doit pouvoir prendre à volonté l'une quelconque des formes prévues pour le signal à l'entrée normal, c'est-à-dire être : soit un *signal entretenu*, soit un *signal modulé* (§ A 2°, p. 625). En outre, *toutes ses caractéristiques* : fréquence F et valeur efficace E de la porteuse, fréquence f et taux m de la modulation, doivent être *réglables* dans toutes les limites usuelles d'utilisation et *étalonnées*.

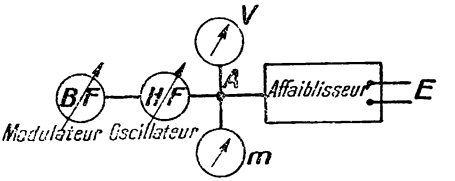


FIG. XI-2.

Pour satisfaire à ces multiples conditions, les générateurs étalonnés usuels sont conçus en principe conformément au schéma représenté sur la figure *XI-2*. Ils comportent essentiellement un oscillateur à haute fréquence, réglable en fréquence et en tension, qui peut être modulé ou non par un oscillateur à basse fréquence, lui-même réglable en fréquence et en niveau, et qui attaque un affaiblisseur réglable et étalonné. Un voltmètre V et un modulomètre m mesurent la valeur efficace de la porteuse et le taux de modulation de la tension à l'entrée A de l'affaiblisseur.

Oscillateur à haute fréquence. — Dans les générateurs usuels la source à haute fréquence est un petit oscillateur d'un type classique quelconque de faible puissance, utilisant des tubes du type « réception » et fonctionnant sous une tension anodique de 200 à 300 V.

Les desiderata essentiels auxquels doit satisfaire cet oscillateur peuvent se résumer comme suit :

a) Le signal à haute fréquence fourni en A doit être *pur*, donc dépourvu d'harmoniques.

b) Sa *fréquence* doit être réglable d'une *façon continue* dans une *gamme étendue* couvrant toute la gamme de fonctionnement habituel des récepteurs à essayer.

c) La *variation* doit être *très progressive* de façon à permettre d'ajuster avec précision la fréquence à une valeur quelconque donnée de la gamme. Ce résultat est généralement obtenu en munissant l'organe de réglage du condensateur variable d'un démultiplicateur mécanique à grand rapport. Certains appareils sont en outre munis d'un démultiplicateur électrique constitué par un petit condensateur variable auxiliaire connecté en parallèle sur le condensateur prin-

cipal du circuit oscillant. Ce démultiplicateur permet de réaliser des variations fines de fréquence autour d'un point quelconque et d'éviter les irréversibilités qui résultent des jeux presque inévitables dans le démultiplicateur mécanique ou dans l'axe du condensateur principal.

d) Les manettes de réglage de la fréquence doivent être graduées de façon à permettre la *lecture directe et précise de la fréquence.* En général, ce résultat est obtenu en munissant l'axe de commande du condensateur variable d'un cadran de grandes dimensions portant des échelles en nombre égal au nombre des sous-gammes de l'appareil et graduées directement en valeur de la fréquence (ou éventuellement de la longueur d'onde).

e) Pour toutes les positions des organes de réglage de la fréquence, la *fréquence* du signal émis doit être *très stable,* indépendante du réglage de l'affaiblisseur et de la profondeur ainsi que de la fréquence de la modulation et à l'abri de toutes variations résultant des causes habituelles d'instabilité : dérive dans le temps, variations de température, variations des sources d'alimentation, changement des tubes, etc. A cet effet, il convient de choisir le type du circuit oscillant et de prendre les précautions de construction et de montage conformément aux indications données à propos des ondemètres à résonance (chap. VII § C 5°, p. 447) et des ondemètres hétérodynes (chap. VII, § C 6°, p. 454).

En outre, la fréquence doit être *exempte de toute modulation* accidentelle, même faible, soit à la fréquence du réseau d'alimentation ou de ses harmoniques, soit à la fréquence de la modulation d'amplitude.

Pour satisfaire à ces diverses conditions, les oscillateurs des générateurs modernes sont en général du type « piloté ». Ils comportent en principe un « maître oscillateur », qui attaque les circuits d'utilisation par l'intermédiaire d'un tube de liaison apériodique fonctionnant en amplificateur à haute fréquence et sur lequel on fait agir la tension de modulation (fig. *XI-4*).

f) La *tension* de sortie produite au point d'attaque *A* de l'affaiblisseur doit avoir un *niveau suffisamment élevé* pour pouvoir être mesurée avec précision par le voltmètre *V* d'un type usuel à lecture directe. Dans les générateurs usuels elle est en général de l'ordre de 1 V. La valeur efficace de sa porteuse doit conserver une *valeur sensiblement constante* dans toute la gamme de fréquence couverte et pouvoir être ajustée à une valeur repérée par le jeu d'une manette *ad hoc.*

g) Enfin, le signal fourni en *A* par l'oscillateur doit pouvoir être *modulé en amplitude,* à une fréquence musicale quelconque connue, avec un *taux réglable* à volonté entre 0 et 80 % au moins et *étalonné.*

L'étage de modulation doit être étudié avec soin de façon à réaliser une *modulation* aussi fidèle que possible, c'est-à-dire en fait *pratiquement sinusoïdale* lorsque la tension d'attaque fournie par le modulateur est elle-même sinusoïdale.

Modulateur. — Pour les essais courants en laboratoire, on utilise systématiquement une modulation sinusoïdale simple, à l'exclusion de toute modulation complexe, par exemple du type téléphonique.

En conséquence l'oscillateur de modulation est essentiellement un *oscillateur à basse fréquence,* d'un type quelconque,fournissant une *tension pratiquement sinusoïdale, d'amplitude et de fréquence constantes ou réglables.*

En général, il est constitué par un petit oscillateur *à fréquence fixe de* 400 Hz, disposé à l'intérieur du coffret blindé contenant le générateur à haute fréquence et ses accessoires. Dans certains appareils un commutateur permet d'élever la fréquence à 1 000 Hz, valeur utilisée pour les essais des récepteurs aéronautiques.

La plupart des générateurs usuels sont prévus pour être modulés à une fréquence musicale quelconque, fixe ou variable, entre 20 et 10 000 Hz environ, à l'aide d'un générateur à basse fréquence extérieur de l'un des types examinés au chapitre I, § B 2°, p. 31. En outre, plus spécialement dans le cas des ondes très courtes, les générateurs modernes sont prévus pour être modulés par des modulateurs extérieurs produisant des courants de formes variées : courants rectangulaires, impulsions, signaux émanant d'une mire électronique de télévision,... Certains, même, comportent un modulateur intérieur de ce type.

Sous sa forme habituelle, le modulateur interne à fréquence fixe est essentiellement un petit osillateur de faible puissance, du type à oscillations directes en basse fréquence, fonctionnant sous la même tension anodique que l'oscillateur à haute fréquence et utilisant comme lui des tubes du type « réception ».

Les desiderata auxquels il doit satisfaire sont sensiblement les mêmes que ceux de l'oscillateur à haute fréquence :

a) la tension de sortie, attaquant l'étage de modulation de l'oscillateur à haute fréquence, doit être *très pure*, c'est-à-dire *pratiquement sinusoïdale* dans le but d'obtenir une modulation sinusoïdale du signal à haute fréquence ;

b) sa *fréquence* doit être *connue avec précision* et *très stable* en fonction de toutes les causes possibles de perturbation : fréquence et niveau de la porteuse du signal à haute fréquence, dérive en fonction du temps, variations de température, variations des sources d'alimentation, changement des tubes,... etc. ;

c) son *niveau* doit être également *très stable* en fonction des mêmes causes d'instabilité et *réglable d'une façon continue* dans une gamme suffisante pour réaliser, quelle que soit la fréquence de la porteuse, une modulation de taux compris entre les limites indiquées ci-dessus (0 à 80 %).

Mesure du niveau de la porteuse. — Dans les générateurs modernes, pour les raisons indiquées plus haut (§ A 2°, p. 625), le niveau du signal à l'entrée *A* de l'affaiblisseur, d'où l'on déduit celui du signal à la sortie du générateur en fonction de l'étalonnage de l'affaiblisseur, est défini par *la valeur efficace de sa porteuse.* On le mesure alors en connectant en *A* un voltmètre *V* à tube ou à valve à *détection linéaire* et à *faible constante de temps*, fournissant une *indication proportionnelle à la valeur efficace de la porteuse* du signal et *indépendante de sa modulation.*

— En principe, sur la plupart des générateurs actuels, le niveau à l'entrée de l'affaiblisseur est maintenu systématiquement constant et égal à 1 V. Dans ce cas, le voltmètre *V* porte un repère indiquant cette tension et sur lequel on ramène toujours l'aiguille avant chaque mesure. Le plus souvent ce réglage est effectué à la main à l'aide d'une manette commandant l'intensité des oscillations du générateur à haute fréquence. Dans certains appareils récents, il est au contraire réalisé à l'aide d'un dispositif automatique analogue au régulateur automatique de gain des récepteurs ; il en résulte une simplification des réglages en cours d'essais et une plus grande facilité d'emploi pratique.

— Il existe également, mais en nombre plus restreint, des générateurs dans lesquels l'affaiblisseur ne comporte pas d'affaiblisseur progressif, mais seulement un affaiblisseur décimal. Dans ces appareils l'interpolation est obtenue en faisant varier d'une façon continue, dans un rapport de 1 à 10, la tension à l'entrée de l'affaiblisseur. Le voltmètre *V* porte alors une graduation complète en volts et fournit par lecture directe la valeur efficace de la porteuse au point *A* de la chaîne à l'entrée des affaiblisseurs à décades.

— Signalons enfin une solution toute différente indiquée par W. Van B. Ro-

berts et décrite par W. F. Diehl (1). Si l'on applique sur la grille d'un tube à caractéristique *parabolique* une tension sinusoïdale de fréquence *f*, on obtient dans le circuit de plaque un courant sinusoïdal de fréquence 2 *f* dont l'amplitude est exactement égale à la valeur du courant détecté, c'est-à-dire à la variation du courant moyen de plaque. En mesurant ce dernier par un milliampèremètre à courant continu intercalé dans le circuit de plaque, on peut en déduire la valeur de l'amplitude du courant alternatif de fréquence 2 *f*, et par suite du signal de sortie créé par ce dernier aux bornes d'une résistance connue connectée dans le circuit de plaque en série avec le milliampèremètre.

Mesure de taux de modulation. — En toute rigueur, pour mesurer le taux de modulation du signal fourni par l'oscillateur à haute fréquence, il faudrait connecter au point *A* un modulomètre *m* de l'un des types décrits au chapitre IX, § B 2°, p. 542.

En pratique, cette solution est rendue peu commode du fait de la faible valeur de la tension disponible qui, comme il a été dit plus haut, est en général de l'ordre du volt. On utilise alors une solution moins rigoureuse mais plus simple qui consiste à mesurer, à l'aide d'un voltmètre à courant alternatif d'un type quelconque, la tension à basse fréquence appliquée par le modulateur sur l'électrode de modulation de l'oscillateur à haute fréquence. En admettant que les caractéristiques de l'étage modulateur restent constantes dans le temps, il existe un rapport constant entre la déviation du voltmètre et la profondeur de modulation du signal à haute fréquence ; dès lors, moyennant un étalonnage préalable effectué à l'aide d'un modulomètre approprié, par exemple un oscillographe cathodique, la méthode du battement ou la méthode d'opposition (chap. IX, § B 2°), il est possible de graduer le voltmètre en valeur du taux de modulation et d'utiliser ce voltmètre comme appareil de mesure du taux.

Cette solution *approchée* est celle qui est habituellement utilisée sur les générateurs actuellement sur le marché.

Affaiblisseurs. — L'affaiblisseur a pour fonction d'abaisser le niveau du signal de sortie, *sans le déformer*, à partir de la valeur étalonnée lue sur le voltmètre *V* et dans un rapport réglable également étalonné.

Les desiderata auxquels il doit satisfaire peuvent se résumer comme suit :

a) Le signal affaibli *E*, disponible à la sortie de l'affaiblisseur, doit avoir exactement la *même forme* que le signal *V* à l'entrée. L'affaiblisseur doit donc être linéaire et apériodique et n'introduire aucune déformation.

b) Le niveau de sortie doit pouvoir varier d'une *façon continue* dans une très *grande gamme*. En général, les limites de variations des appareils usuels sont de 1 μV à 0,1 V, mais il serait souhaitable qu'elles soient plus espacées encore par exemple 0,01 μV à quelques volts. Cette condition se trouve satisfaite sur certains générateurs modernes.

c) L'affaiblissement obtenu doit *être connu* et *étalonné* ; l'étalonnage doit être *indépendant de la fréquence* et bien stable dans le temps; il doit fournir par lectures directes la valeur de la tension *E* en microvolts et celle de l'affaiblissement en décibels.

d) L'impédance de sortie de l'affaiblisseur doit être assez faible pour pouvoir être négligée éventuellement devant celle des circuits extérieurs dans lesquels

(1) A Standard Microvoltmeter Using the Second Harmonique Principle. W. F. Diehl. *Electronics*, vol. V p. 230, July 1932.

il débite et le plus possible indépendante de la fréquence dans toute la gamme radioélectrique d'utilisation.

e) Pour certaines applications, il est souhaitable que le circuit de sortie soit symétrique par rapport à la masse et isolé de cette masse.

— Pour satisfaire à ces diverses conditions, on est amené à utiliser des affaiblisseurs *à haute fréquence* de l'un des types décrits au chapitre I, § F 3°, pp. 110 à 119.

Les plus couramment utilisés sont les suivants :

Affaiblisseur à résistances (chap. I, § F 3°, p. 111). — Le type à résistances est de beaucoup le plus employé dans la construction actuelle, en général sous la forme de la figure *I-107*. Il est alimenté sous une tension V constante, donc en amenant le voltmètre correspondant sur un repère fixe, et fournit à la sortie une tension réglable d'une façon continue par le jeu d'un affaiblisseur progressif et d'un affaiblisseur décimal à 5 positions (4 cellules).

Dans les réalisations courantes, la tension fixe V est de 1 V et le niveau de sortie sur la prise « affaiblie » varie dans la gamme de 1 à 100 000 μV (0,1 V). Le cadran de réglage de l'affaiblisseur continu porte une graduation en microvolts de 1 à 10 correspondant à la position zéro du commutateur de l'affaiblisseur décimal (ou multiplicateur). Pour les autres positions du commutateur, les tensions disponibles s'en déduisent en multipliant les lectures du cadran par les multiplicateurs suivants inscrits en face de chaque position :

Positions.....	0	1	2	3	4
Multiplicateur	1	10	100	1 000	10 000
Tensions en μV.....	1 à 10	10 à 100	100 à 1 000	1 000 à 10 000	10 000 à 100 000

En outre, une *prise auxiliaire* reliée aux bornes d'entrée A fournit une tension fixe *égale à* 1 V lorsque le voltmètre V est amené sur son repère.

— Ce type d'affaiblisseur a pour caractéristiques pratiques principales :

a) Sa construction est relativement *simple* et, du fait même de son principe, son fonctionnement est *indépendant* de la fréquence dans une gamme très étendue, ce qui permet d'adopter pour V une *valeur fixe* et de faciliter son utilisation pratique.

Dans les appareils usuels du type à ondes moyennes (50 kHz à 50 MHz), l'indépendance en fonction de la fréquence se maintient jusqu'à 15 MHz environ. De 15 à 50 MHz les couplages parasites entre les diverses cellules, les capacités parasites et les fuites peuvent amener dans certains cas des perturbations appréciables, dont il est prudent de se méfier.

Cependant, certains générateurs fonctionnant sur ondes métriques sont réalisés avec des affaiblisseurs à résistances.

b) Le circuit de sortie a obligatoirement un *pôle à la masse*. Cette disposition peut avoir dans certains cas (mesures à deux signaux) des inconvénients pratiques ; en outre, comme tous les circuits intermédiaires ont eux-mêmes, un pôle à la masse, elle peut donner lieu à des couplages parasites par la masse donc à des *fuites sensibles*.

c) L'impédance de sortie est une *résistance* de *valeur importante* et *variable* avec les positions du multiplicateur. Si l'on introduit le générateur dans un circuit extérieur, le circuit se trouve *fortement amorti* ; de plus, l'amortissement varie avec la position du multiplicateur, donc avec le niveau du signal de sortie. Ces effets peuvent être gênants si l'on veut faire débiter le générateur dans un circuit sélectif, par exemple pour mesurer la sensibilité d'un récepteur sur cadre, ou pour réaliser une résonance destinée à éliminer les harmoniques du signal de sortie.

Les valeurs les plus courantes des impédances de sortie sont :

10 Ω pour les positions 1 à 1 000 du multiplicateur ;
50 Ω pour la position 10 000 du multiplicateur ;
500 Ω sur la prise directe à 1 V.

d) La liaison avec les circuits d'utilisation (récepteur) s'effectue par un cordon blindé du type coaxial d'une longueur voisine du mètre. Sa gaîne est reliée à la masse du générateur et le fil central à la borne de sortie *a*.

L'impédance de ce cordon vient se connecter en shunt sur la résistance *r* de la cellule de sortie de l'affaiblisseur et produit des perturbations du niveau de sortie aux fréquences élevées.

Pour atténuer ces perturbations, on connecte à l'extrémité libre du cordon (côté récepteur), une résistance égale à l'impédance caractéristique du câble de sortie. Le cordon de liaison a, de ce fait, une impédance relativement faible qui risque de modifier l'impédance apparente de la résistance de sortie *r*, donc la valeur de l'affaiblissement des divers cellules de l'affaiblisseur décimal. Cet effet est faible pour les positions 1 à 1 000 du multiplicateur pour lesquelles les résistances *r* sont toutes égales à 10 Ω ; il peut devenir important, lorsqu'on passe de la position 1 000 à la position 10 000 pour laquelle la résistance de sortie change de valeur et passe de 10 Ω à 50 Ω ; le niveau du signal de sortie est alors affaibli et l'étalonnage sur la position 10 000 du multiplicateur peut être faussé d'une façon appréciable.

— Dans certains générateurs de construction récente, comportant un oscillateur assez puissant pour permettre d'obtenir un niveau de sortie de plusieurs volts, on s'arrange pour que, à tous les étages de l'affaiblisseur à décades, la résistance de sortie conserve une valeur fixe, par exemple 75 Ω (impédance caractéristique d'un câble au minimum d'affaiblissement). Le cordon de sortie est alors fermé sur une résistance de 75 Ω ; des prises intermédiaires sur cette résistance fournissent des tensions réduites dans des rapports de 1/10 et 1/100 avec des impédances de sorties respectivement égales à 7,5 et 0,75 Ω.

On élimine ainsi, surtout sur la prise 0,75 Ω, les effets perturbateurs sur le circuit extérieur ; l'impédance de sortie devient faible et on peut introduire la source de tension étalonnée dans un circuit oscillant sans y produire d'amortissement grave.

Affaiblisseurs à transformateurs (chap. I, § F 3°, p. 112). — Les affaiblisseurs à transformateurs ont été surtout employés en France dans les générateurs du type du Laboratoire National de Radioélectricité construits par la Précision Electrique. Ils sont réalisés conformément au schéma de principe représenté sur la figure *I-111* (p. 115). La sortie s'effectue dans tous les cas sur un *même* transformateur sinusoïdal dont le secondaire est constitué par une petite bobine de résistance négligeable et dont le nombre de spires est choisi, en fonction de la gamme d'ondes à couvrir, de façon que la réactance reste faible : quelques

ohms en général, de l'ordre de la centaine sur les fréquences supérieures de la gamme pour laquelle est prévu l'appareil.

Des poussoirs permettent de mettre en circuit des transformateurs fixes produisant chacun un affaiblissement de 20 dB (rapport 1/10) et en nombre réglable de 0 à 5.

L'ensemble est alimenté par une source *S*, *symétrique* par rapport à la masse, qui débite dans le primaire du premier transformateur sous une tension *constante* de quelques volts mesurée par un voltmètre *V*.

Le cadran de manœuvre du transformateur variable porte une graduation en microvolts correspondant à la mise en circuit de 4 transformateurs. Pour les autres combinaisons, la valeur de la force électromotrice induite dans la bobine mobile se déduit des lectures sur le cadran en multipliant ces lectures par les multiplicateurs inscrits en face des divers poussoirs.

Les combinaisons réalisables sont les suivantes :

Nombre de transformateurs fixes.....	0	1	2	3	4	5
Multiplicateurs.....	10 000	1 000	100	10	1	0,1
Tension en μV.....	10 000 à 100 000	1 000 à 10 000	100 à 1 000	10 à 100	1 à 10	0,1 à 1

— La sortie sur la prise affaiblie s'effectue par un câble blindé *symétrique*, connecté aux bornes de la bobine sinusoïdale et fermé à son extrémité libre sur une résistance de l'ordre de son impédance caractéristique qui élimine les résonances du circuit constitué par la bobine et le câble. L'ensemble est *complètement isolé* de la masse et protégé contre les actions extérieures parasites par une gaîne métallique reliée à la masse du générateur.

Une sortie directe, entre les bornes *A* et *B* du primaire du premier transformateur (fig. *I-111*) permet de disposer d'une tension de plusieurs volts. La source *S*, le voltmètre *V* et le premier transformateur étant symétriques par rapport à la masse, la tension de sortie directe est elle-même symétrique ; mais on peut l'utiliser en dyssymétrique en se branchant entre l'un des points *A* ou *B* et la masse.

— Les avantages et inconvénients des affaiblisseurs à transformateurs, comparés à ceux des affaiblisseurs à résistances, peuvent se résumer comme suit :

a) Les divers étages de la chaîne d'affaiblisseurs sont *symétriques* par rapport à la masse, *isolés* de la masse et séparés par des écrans électrostatiques. Les *fuites* peuvent être rendues *extrêmement faibles* et il est possible, en mettant en cascade un nombre suffisant de transformateurs, d'obtenir avec sécurité des *affaiblissements considérables*.

b) La qualité et la position du *réglage de zéro* ainsi que la *symétrie des indications* du transformateur sinusoïdal, de part et d'autre du zéro, permettent de vérifier l'absence des fuites et, éventuellement, d'en tenir compte en prenant des moyennes des indications obtenues de chaque côté.

c) L'impédance de sortie, étant constituée dans tous les cas par la *même bobine* (bobine mobile du transformateur sinusoïdal), est *rigoureusement la*

même pour toutes les positions des poussoirs. Il n'y a donc pas de réactions variables des circuits extérieurs sur les étalonnages des divers étages d'affaiblissement ni de modifications de l'impédance totale du circuit de sortie.

d) L'*affaiblissement variable* est défini par la variation sinusoïdale du transformateur variable, donc par des *caractéristiques mécaniques très stables.* Dans les limites où les circuits sont bien symétriques et où l'écran électrostatique entre le stator et le rotor de ce transformateur est bien réalisé, l'étalonnage de l'affaiblisseur variable suit à toute fréquence la loi sinusoïdale et peut jouer le rôle d'*étalon d'affaiblissement.*

On peut alors utiliser l'affaiblisseur variable pour étalonner les divers affaiblisseurs fixes, donc réaliser un ensemble de caractéristiques bien connues et contrôlables à chaque instant.

e) Le *circuit de sortie* est pratiquement *réactif pur* ; on peut l'intercaler dans un circuit oscillant *sans l'amortir* ; seule la petite réactance de la bobine mobile peut amener un déréglage d'accord que l'on peut compenser par une variation de capacité.

f) Les résistances des divers circuits et les capacités parasites à la masse ne pouvant pas être nulles, la valeur de l'affaiblissement ne peut pas être rigoureusement indépendante de la fréquence.

Il s'ensuit que, pour obtenir à la sortie une tension connue de valeur fixe correspondant à l'étalonnage des cadrans, il faut donner à la tension d'attaque mesurée par le voltmètre V une valeur légèrement variable avec la fréquence. Dans ces conditions, on ne peut plus marquer sur le voltmètre un repère de travail fixe et on est obligé de fournir avec chaque appareil un *tableau d'étalonnage* qui indique le repère à utiliser sur la graduation du voltmètre pour les diverses longueurs d'onde.

g) Le plus grave défaut de ce type d'affaiblisseur réside dans les *risques de résonance* qui peuvent exister lorsqu'on connecte aux bornes de la bobine mobile un cordon de sortie ayant une capacité notable. On élimine en principe ce défaut en utilisant un câble fermé sur son impédance caractéristique, mais il est prudent d'examiner avec soin le fonctionnement du circuit de sortie, surtout aux ondes les plus courtes de la gamme prévue par le constructeur.

h) Dans le transformateur sinusoïdal, la variation totale depuis le niveau maximum jusqu'à zéro est obtenue pour une rotation de 90° de la bobine mobile et se répète identiquement dans chacun des 4 quadrants. Cette particularité permet de porter sur le cadran de manœuvre 4 échelles indépendantes, occupant chacune un secteur de 90°, et graduées respectivement en microvolts, en grades (deux échelles symétriques par rapport au zéro pour pouvoir contrôler les fuites), et en décibels correspondant à une augmentation ou à une diminution du niveau. Comme les transformateurs fixes donnent des affaiblissements connus de 20 dB, on peut facilement, grâce à cette disposition, mesurer par lectures directes aussi bien des niveaux exprimés en microvolts, que des affaiblissements ou des renforcements évalués en décibels.

Affaiblisseurs à condensateurs. — Dans certains appareils moins répandus que les précédents, et surtout dans le cas des générateurs fonctionnant sur ondes métriques ou plus courtes, on utilise également des affaiblisseurs à condensateurs soit sous la forme d'affaiblisseurs à piston des types représentés sur les figures *I-113*, *I-114* et *I-115* (chap. I, § F 3°, p. 117), soit sous forme du réducteur potentiométrique à capacités représenté sur la figure *I-112.*

Dans le premier cas, la tension d'attaque V est maintenue à une valeur constante repérée par un voltmètre ou un thermo-élément et on obtient une variation continue du niveau de sortie dans une très grande gamme en déplaçant simplement le piston.

Dans le second au contraire, on utilise une *tension variable* dans un rapport de 1 à 10, lue sur un voltmètre gradué en volts, et on réduit cette tension dans des rapports fixes connus de 1/10, 1/100, 1/1000, etc., obtenus en commutant des réducteurs à capacités fixes. Les tarages de ces réducteurs sont réalisés successivement à partir de la tension variable étalonnée.

Circuit de sortie. — Comme nous le verrons plus loin, la liaison des bornes de sortie AB de l'affaiblisseur avec le récepteur est réalisée à travers une antenne fictive. De plus, pour des raisons de commodité d'utilisation, l'antenne fictive est disposée dans un boîtier formant blindage et reliée à l'affaiblisseur par un câble souple blindé d'une longueur de l'ordre du mètre. Le circuit de sortie du générateur affecte alors suivant les cas l'une des formes schématisées sur les figures *XI-12* à *XI-15*, p. 661.

Dans ces conditions, si l'on ne prend pas de précautions spéciales, la présence du cordon de liaison, dont l'impédance est connectée en parallèle sur le circuit de sortie de l'affaiblisseur, introduit des perturbations notables de la tension de sortie et fausse l'étalonnage du signal de sortie qui devient fonction de la fréquence de travail.

On vérifie facilement, en partant des relations générales des lignes de transmission, résumées ci-dessus (chap. VIII, § B 1°, p. 467), que, dans ce cas particulier et quelles que soient les caractéristiques du circuit de sortie de l'affaiblisseur, la règle générale de Thévenin énoncée au chapitre I, § F 3°, p. 121 reste applicable, à savoir que : si l'on connecte entre les bornes SS' du câble un circuit extérieur quelconque d'impédance $\mathfrak{Z}$ (antenne fictive et entrée du récepteur), tout se passe dans ce circuit comme si l'on avait affaire à un circuit simple, d'impédance totale égale à $\mathfrak{Z}$, en série avec l'impédance apparente du câble prise entre les bornes SS', dans lequel agirait une force électromotrice égale à la différence de potentiel qui existe entre les bornes SS' lorsque $\mathfrak{Z}$ est coupée.

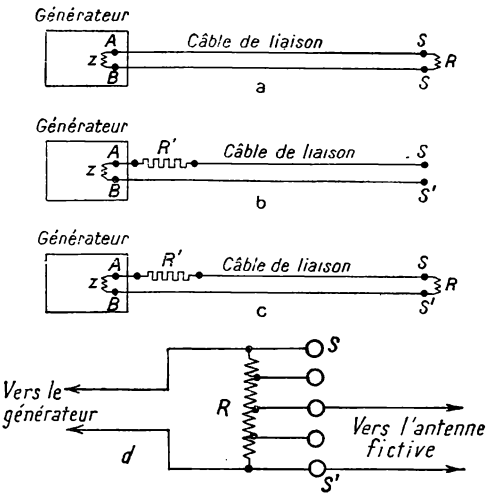


FIG. XI-3.

Dès lors, pour réaliser un dispositif dont l'étalonnage soit indépendant de la fréquence, il suffit d'établir la ligne de transmission de telle sorte que la tension entre les bornes SS', lorsque *l'antenne fictive* $\mathfrak{Z}$ *est déconnectée*, soit indépendante de la fréquence. La discussion du problème est ainsi notablement simplifiée.

Trois solutions sont possibles :

1° On peut *fermer* le câble *sur une résistance* R égale à son impédance caractéristique comme l'indique la figure *XI-3 a*.

Dans ce cas, la différence de potentiel u entre les bornes SS' est pratiquement égale à celle qui existe entre les bornes de sortie AB de l'affaiblisseur et l'impédance du câble entre ces bornes se réduit à une résistance égale à R.

Si l'on a affaire à un affaiblisseur à transformateur d'impédance z faible devant R et dans lequel agit une force électromotrice étalonnée e, u est pratiquement égale à e donc connue et constante.

Si l'on a affaire au contraire à un affaiblisseur à résistances dont le tronçon de sortie a une résistance r, R se place en shunt sur r et la tension u est inférieure à celle qui existe entre les bornes AB à circuit ouvert ; mais, en modifiant la valeur de r de telle sorte que l'ensemble rR en parallèle devienne égal à la valeur initiale de r, la tension u redevient égale à sa valeur primitive et l'étalonnage de l'affaiblisseur reste exact.

Avec cette disposition, l'impédance du câble entre les bornes SS', qui intervient en série avec $\mathfrak{Z}$ dans le circuit de l'antenne fictive, se trouve de l'ordre de grandeur de z, donc faible, du moins *tant que la longueur d'onde reste grande* devant la longueur du câble de sortie.

2° On peut également, comme l'indique la figure *XI-3 b*, laisser les bornes SS' à circuit ouvert et connecter *en série* avec le câble, *du côté de la source*, une résistance R' choisie de telle sorte que l'impédance totale $z + R'$ de la source soit égale à l'impédance caractéristique du câble, en général de l'ordre de 50 à 100 Ω et le plus souvent voisin de 75 Ω. On démontre que la tension u qui apparaît aux bornes SS' de sortie du câble est alors égale, à toute fréquence, à la force électromotrice apparente de la source, c'est-à-dire dans tous les cas, en vertu du théorème de Thévenin, à la différence de potentiel à circuit ouvert entre les bornes AB. On retrouve ainsi sans correction l'étalonnage initial de l'affaiblisseur.

Avec cette seconde disposition, l'impédance apparente du câble entre ses bornes SS' est égale à son impédance caractéristique, donc de l'ordre de 50 à 100 Ω, c'est-à-dire relativement grande mais constante à toutes fréquences.

3° On peut enfin combiner les deux dispositions qui précèdent, c'est-à-dire connecter simultanément la résistance R' en amont du câble et la résistance R en aval (fig. *XI-3 c*). Dans ce cas, la tension disponible aux bornes d'utilisation SS' en l'absence du circuit extérieur n'est plus que la moitié de la tension entre les bornes AB, également à circuit ouvert. Mais l'impédance du générateur, vue entre les bornes SS' est elle-même réduite à la moitié de la valeur de la résistance caractéristique du câble, c'est-à-dire le plus souvent de l'ordre de 37,5 Ω.

— Si l'on excepte la réduction de tension qui peut être compensée par une augmentation de couplage avec la source, le troisième montage est le plus intéressant pour les applications pratiques car, le câble étant adapté aux deux extrémités, son fonctionnement est facilement rendu apériodique, quelles que soient sa longueur et la fréquence de travail. En outre, en fractionnant la résistance R et en la munissant de bornes de sortie intermédiaires (fig. *XI-3 d*), on peut effectuer en bout de câble une nouvelle réduction étalonnée de la tension de sortie et de l'impédance interne du générateur. Cette possibilité, que l'on trouve également dans le premier montage, est avantageuse pour certaines mesures pour lesquelles il est nécessaire de disposer d'un générateur de très faible résistance.

— Dans tous les cas, le signal utile de sortie est constitué par la *force électromotrice apparente* dans le circuit de l'antenne fictive, elle-même égale à la diffé-

rence de potentiel entre les bornes *SS' lorsque aucun circuit extérieur n'est connecté entre ces bornes.* L'étalonnage du signal de sortie du générateur doit donc être effectué *à l'extrémité SS' du câble de liaison* après avoir *déconnecté* (ou du moins laissé à circuit ouvert) le circuit de l'*antenne fictive.* La résistance *R*, faisant partie du générateur, doit toujours être laissée en circuit.

Réalisations courantes. — Il existe actuellement de nombreuses réalisations de générateurs étalonnés, mais elles se cristallisent autour de quelques types fondamentaux dont nous allons résumer succinctement les caractéristiques essentielles.

En principe, pour satisfaire aux diverses conditions énoncées ci-dessus, ces appareils sont établis conformément au schéma de la figure *XI-4.*

L'oscillateur à haute fréquence comporte un maître oscillateur ou circuit pilote, suffisamment découplé des autres circuits pour que sa fréquence soit stable. Le modulateur agit, non pas sur l'oscillateur lui-même, mais sur un étage amplificateur et modulateur *apériodique* ; sa profondeur est mesurée par un simple voltmètre *m* qui mesure en fait la tension de modulation appliquée sur le tube de modulation. Le niveau de sortie, à l'entrée de l'affaiblisseur, est repéré par un voltmètre *V* qui mesure la valeur efficace de la porteuse.

Les divers types d'appareils diffèrent surtout par le mode de réalisation de leur affaiblisseur et par leur gamme d'ondes de fonctionnement.

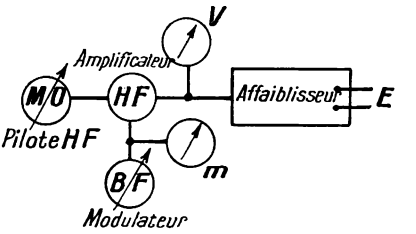


FIG. XI-4.

Modèle international. — Le type d'appareil le plus répandu et que l'on trouve dans tous les pays est dérivé du « Standard Signal Generator » de la General Radio. Son schéma de principe est conforme à celui de la figure *XI-4* et son affaiblisseur est du type à résistances analysé plus haut et représenté sur la figure *I-107.*

Sous sa forme la plus courante, il couvre la gamme de fréquences de 50 kHz à 50 MHz environ. Il peut être modulé par un modulateur intérieur à 400 Hz, parfois également à 1 000 Hz, avec une profondeur réglable de zéro à 80 %. Les niveaux de sortie et les impédances de sortie ont les valeurs indiquées plus haut dans le cas des affaiblisseurs à résistances.

Les étalonnages sont à lectures directes en fréquence et en niveau de sortie. Les affaiblisseurs ne comportent pas d'étalonnage d'affaiblissement en décibels ; lorsqu'on veut mesurer des affaiblissements (par exemple pour le relevé des courbes de sélectivité) on lit les niveaux de sortie en microvolts et on calcule l'affaiblissement par la relation :

$$A = 20 \lg_{10} \frac{E_{max}}{E_{min}} \text{ décibels.}$$

La précision d'étalonnage en fréquence est de l'ordre de 1 à 2 % suivant la fréquence. La précision d'étalonnage des affaiblisseurs et des niveaux de sortie varie *en principe* de 3 à 10 % suivant la valeur du niveau de sortie ; en fait, à cause des fuites et des effets perturbateurs, la précision réelle est souvent moindre, surtout dans la gamme des ondes les plus courtes, par exemple à

partir de 15 MHz et pour les faibles niveaux. Des erreurs de 100 % ne sont pas exceptionnelles.

L'emploi d'un circuit de liaison apériodique entre l'oscillateur et l'affaiblisseur assure une meilleure stabilité de fréquence ; par contre, il donne lieu à des distorsions et le signal de sortie à haute fréquence comporte souvent des harmoniques importants.

— On réalise également sur le même schéma général des générateurs étalonnés fonctionnant dans la gamme des ondes métriques.

— Dans les réalisations plus récentes, on dispose parfois à la sortie du tube modulateur et avant l'affaiblisseur un étage sélectif à résonance qui épure l'onde produite (réduction des harmoniques, élimination de courants parasites à la fréquence de la modulation,...) et permet d'obtenir un signal de sortie plus pur et plus puissant. En outre, la précision d'étalonnage du niveau de sortie est meilleure.

Modèle du Laboratoire National de Radioélectricité, réalisé par la Précision Électrique. — Ce modèle est caractérisé surtout par l'emploi d'affaiblisseurs à transformateurs fixes et sinusoïdal du type examiné plus haut. De ce fait, il bénéficie des avantages pratiques intéressants signalés à propos des affaiblisseurs à transformateurs.

Sous sa forme de réalisation initiale et encore utilisée, son oscillateur ne comporte pas de pilote et est couplé directement avec le transformateur d'entrée des affaiblisseurs ; la modulation s'obtient sur l'oscillateur lui-même par modulation anodique. Cette solution a l'avantage de fournir un signal de sortie à haute fréquence comportant relativement peu d'harmoniques ; par contre, elle favorise toutes les réactions parasites sur l'oscillateur et nuit à la stabilité de la fréquence porteuse.

Ce type d'appareil existe en deux modèles correspondant aux deux gammes d'ondes usuelles.

— Le premier couvre la gamme de fréquences de 50 kHz à 20 MHz et peut être modulé par son modulateur intérieur à 400 Hz avec une profondeur variable de zéro à 50 ou 60 % environ. Un *démultiplicateur électrique* permet des réglages fins de fréquence. Le niveau de sortie peut varier dans une gamme importante depuis 0,1 μV jusqu'à 100 000 μV ; les fuites sont très faibles.

La bobine mobile du dernier transformateur a une inductance de 1,5 μH.

L'affaiblisseur est gradué en microvolts et en décibels, ce qui facilite l'utilisation pratique.

Les précisions théoriques d'étalonnage sont du même ordre que celles du générateur du type international. La précision effective dans la gamme des ondes les plus courtes est meilleure en raison de la plus faible valeur des fuites.

— Le second modèle couvre la gamme de 20 à 100 MHz ; son affaiblisseur comporte trois affaiblisseurs sinusoïdaux en cascade (fig. *I-110*) dont les bobines mobiles, utilisées comme circuit de sortie, ont une inductance faible de 0,35 μH. Le signal de sortie varie de 10 à 100 000 μV et peut être modulé à 400 Hz avec une profondeur fixe de l'ordre de 30 %.

Les précisions d'étalonnage sont plus faibles : de l'ordre de 2 % en fréquence et de 15 à 20 % en niveau.

Générateurs d'ondes très courtes. — On trouve maintenant sur le marché des générateurs fonctionnant dans la gamme des ondes métriques et décimétriques jusqu'à des fréquences de quelques milliers de mégahertz. Ils utilisent surtout des affaiblisseurs à piston inductif.

Leur gamme de niveau est plus faible que celles des générateurs sur ondes plus longues, surtout du côté des niveaux élevés qui sont souvent limités aux environs de 10 mV. Leurs précisions d'étalonnage sont sensiblement moindres également. En outre, comme il sera précisé plus loin (§ 4°, p. 663), ils sont souvent étalonnés en « *puissance disponible à la sortie* ».

Étalonnages. — Dans l'état actuel de la technique, les générateurs étalonnés sont encore des appareils délicats, parfois instables, qui peuvent se dérégler. Il est prudent de vérifier de temps en temps les divers étalonnages, surtout ceux du niveau de sortie et de la profondeur de modulation.

Ces vérifications peuvent se faire assez facilement par les moyens suivants :

Fréquences. — Les contrôles de la fréquence de la porteuse et de la fréquence du modulateur intérieur s'effectuent sans difficulté particulière par l'un des procédés décrits aux chapitres III, VII et VIII.

Pour certaines mesures de sélectivité, on peut avoir à repérer avec précision des déréglages de fréquence imposés, par exemple $\pm$ 9 kHz, de part et d'autre d'une fréquence de travail F. On peut obtenir facilement le repérage des points à $\pm$ 9 kHz en opérant comme suit :

a) A l'aide d'un générateur à basse fréquence réglé à $f = 9$ kHz (par exemple par comparaison à l'oscilloscope avec une fréquence étalon à 1 kHz), on module un générateur auxiliaire accordé sur la fréquence F.

On obtient ainsi trois ondes de fréquences F, $F - f$ et $F + f$.

b) On sélectionne successivement ces trois ondes à l'aide d'un récepteur quelconque et on repère sur chacune d'elles par battement les trois points d'accord correspondants du générateur à étalonner.

Niveau de sortie. — Le niveau du signal de sortie n'est facilement accessible à une mesure directe qu'au voisinage de son maximum, soit 0,1 V. On peut alors le mesurer à l'aide d'un voltmètre électronique sensible quelconque en poussant au maximum de niveau les manettes de réglage de l'affaiblisseur.

Dans le cas d'un affaiblisseur à résistances dont la résistance de sortie passe de 10 à 50 Ω sur la dernière décade, il est prudent d'effectuer le contrôle du niveau de sortie sur la décade suivante correspondante à 10 000 μV pour éliminer les perturbations dues au cordon de sortie (p. 644).

En vertu de la remarque faite ci-dessus au sujet du signal utile de sortie du générateur, l'étalonnage doit être effectué en connectant le voltmètre, non pas entre les bornes AB de l'affaiblisseur, mais à *l'extrémité du câble de liaison à circuit ouvert*, c'est-à-dire entre les bornes SS' (fig. *XI-3*) et aprés avoir déconnecté l'antenne fictive, mais pas la résistance d'adaptation R.

Pour cette mesure, il ne faut pas oublier que la plupart des voltmètres électroniques sont sensibles aux harmoniques et que la mesure n'a de sens que si le signal de sortie n'est pas modulé et possède peu d'harmoniques.

On fera donc la mesure en *onde non modulée.*

Dans le cas où les harmoniques sont importants, on devra mesurer le terme fondamental seul en comparant le signal de sortie à une tension sinusoïdale étalon, à l'entrée d'un récepteur éliminant les harmoniques, comme il a été indiqué au chapitre I, § D 2°, p. 81.

— Pour les tensions plus faibles, obtenues à partir de la valeur maximale par le jeu des affaiblisseurs, l'étalonnage du niveau se ramène à un contrôle de l'étalonnage des affaiblisseurs.

Affaiblisseurs. — La méthode la plus sérieuse consiste à comparer les affaiblissements produits par les divers affaiblisseurs à ceux d'un affaiblisseur étalon, par exemple d'un affaiblisseur à transformateur sinusoïdal préalablement vérifié sous tensions suffisamment grandes pour permettre des mesures au voltmètre dans toute la gamme de variations.

L'affaiblisseur étalon est connecté à la sortie d'un générateur auxiliaire et placé dans sa *position de couplage maximal.* Le générateur est accordé sur la fréquence du générateur à étalonner et son intensité est réglée de façon que le niveau de sortie de l'affaiblisseur sinusoïdal soit égal à celui du générateur étudié ; l'égalité des niveaux est contrôlée facilement par simple substitution des deux générateurs à l'entrée d'un récepteur quelconque muni d'un indicateur de sortie.

Cela fait, on fait jouer l'affaiblisseur à étalonner et on règle l'affaiblisseur sinusoïdal de façon à obtenir, par substitution, le même effet sur le récepteur.

L'affaiblissement lu sur l'affaiblisseur étalon mesure la valeur de l'affaiblissement à étalonner.

— On peut vérifier par cette méthode :

a) l'affaiblisseur progressif en amenant successivement le repère en face des diverses graduations ;

b) les diverses décades de l'affaiblisseur décimal.

— Dans le cas où l'on ne dispose pas d'un affaiblisseur étalon, on peut opérer de la façon suivante :

a) A l'aide d'un voltmètre sensible, on étalonne l'affaiblisseur progressif en plaçant le commutateur du multiplicateur sur sa position 10 000 et en forçant s'il y a lieu le niveau de l'oscillateur à haute fréquence au delà du repère normal.

b) On étalonne successivement les diverses décades de l'affaiblisseur décimal à partir de l'affaiblisseur progressif. A cet effet, on connecte le générateur à l'entrée d'un récepteur, et, après avoir fait jouer l'affaiblisseur à décades, on manœuvre l'affaiblisseur continu de façon à ramener le niveau de sortie à sa valeur primitive. Le renforcement, lu sur l'affaiblisseur progressif, mesure l'affaiblissement de l'affaiblisseur à décades ou inversement.

Modulation. — Le contrôle de la modulation est le plus délicat en raison du faible niveau du signal de sortie disponible. On peut l'effectuer sur la prise directe pour bénéficier de la tension maximum de 1 V.

La mesure complète comporterait en principe la détermination du taux de modulation et du taux de distorsion d'enveloppe.

La seule méthode correcte, en raison du faible niveau de la tension, serait la méthode d'opposition décrite au chapitre IX, §§ B 2°, 4° et 5°, pp. 553, 561, 564. A défaut de cette méthode qui nécessite un appareillage auxiliaire complexe, on peut obtenir des mesures approchées, en utilisant la méthode de la double détection (pp. 549, 561, 564).

— En pratique, si la distorsion de modulation n'est pas exagérée, on se contente de contrôler l'étalonnage de la profondeur de modulation. On dispose à cet effet des méthodes de mesure à l'oscilloscope (p. 542), ou mieux de la méthode de comparaison (p. 554) et de la méthode du battement (p. 555). Ces dernières, outre qu'elles comportent moins de causes d'erreurs, ont l'avantage de s'accommoder d'un niveau plus faible, de permettre la mesure sur la sortie affaiblie avec une tension de valeur quelconque et d'être applicables en principe quelle que soit la fréquence de l'onde porteuse,

Enfin, elles permettent de mettre en évidence la modulation de fréquence qui, dans certains générateurs, accompagne la modulation d'amplitude (*voir*

ci-après, p. 656) et qui a pour effet de donner à la courbe de résonance du signal de sortie l'aspect de la courbe 3 de la figure *VII-32* (chap. VII, § C 7°, p. 462). Si ce défaut apparaît, on peut quand même effectuer la mesure du taux de modulation d'amplitude en accordant le récepteur de contrôle au maximum de la porteuse, comme il est indiqué plus loin pour la mesure de la sensibilité (§ C 2°, p. 687).

Défauts usuels. — Un générateur parfait aurait en principe les caractéristiques suivantes :

a) En *l'absence de modulation*, le signal de sortie serait rigoureusement sinusoïdal et sa fréquence et son amplitude seraient parfaitement constantes pour un réglage donné des affaiblisseurs. Le rayonnement direct du générateur, c'est-à-dire les fuites du blindage, seraient nulles ainsi que le signal résiduel de sortie, au bout du cordon, lorsqu'on place à zéro l'organe de réglage de l'affaiblisseur continu. Il n'y aurait aucune modulation résiduelle d'amplitude ou de fréquence.

Enfin, aucun signal parasite à haute ou à basse fréquence ne viendrait se superposer au signal utile.

b) En *présence de la modulation*, celle-ci serait parfaitement sinusoïdale et de taux connu avec précision. En outre, il n'y aurait aucune modulation de fréquence synchrone de la modulation d'amplitude et la valeur de la porteuse serait indépendante de la profondeur de modulation.

c) Tous les *réglages* seraient *très stables* et complètement *indépendants* les uns des autres.

— En pratique, ces conditions idéales sont souvent très loin d'être satisfaites et les générateurs usuels comportent sur ces divers points des défauts qui peuvent avoir des conséquences graves sur les résultats des mesures. Il est indispensable, avant d'entreprendre des essais un peu sérieux, de dépister ces défauts et de les corriger dans les limites où les appareils comportent des organes de réglages, ou du moins d'en tenir compte dans l'interprétation des résultats.

Les défauts les plus fréquents et les plus caractéristiques sont les suivants.

En l'absence de modulation on peut trouver :

a) De la *distorsion du signal à haute fréquence.* Ce défaut est surtout marqué dans les générateurs comportant un étage de sortie modulateur apériodique ; il se traduit par l'apparition de signaux parasites à haute fréquence ayant respectivement pour fréquence les valeurs harmoniques de la fréquence fondamentale lue sur le cadran.

Dans les conditions usuelles d'utilisation à l'entrée d'un récepteur, il n'a pas de conséquences graves car les circuits sélectifs du récepteur éliminent automatiquement les harmoniques. Cependant, il peut donner lieu à des faux accords et à des erreurs de mesures, surtout dans le cas où l'on alimente un récepteur super-hètérodyne sur lequel on trouve toute une série d'accords, en particulier sur les fréquences harmoniques et sur les fréquences images. Si l'on connaît la fréquence fondamentale du générateur et si le récepteur est étalonné, même approximativement, la discrimination des divers accords et le repérage de l'accord exact sont assez faciles.

— La mesure de la distorsion à haute fréquence s'effectue comme celle de la distorsion d'une tension quelconque. On fait agir le générateur sur un récepteur muni d'un indicateur de niveau de sortie ; on accorde successivement le récepteur sur le terme fondamental et sur ses harmoniques et, pour chaque accord, on évalue la valeur de la composante correspondante en substituant au

générateur étudié un générateur étalonné auxiliaire accordé sur le récepteur et réglé pour produire le même effet.

On peut encore faire la mesure à l'aide du générateur étudié lui-même ; on l'accorde successivement sur les diverses fréquences harmoniques de son accord initial et on règle chaque fois son niveau pour produire sur le récepteur le même effet que l'harmonique considéré.

Le résultat de la mesure est chiffré : soit par les valeurs des divers termes, fondamental et harmoniques ; soit par la valeur du taux de distorsion harmonique calculé à l'aide des résultats de chaque accord (chap. III, § C 4°, p. 243).

b) Des *signaux parasites à basse fréquence* provenant des circuits d'alimentation, désignés sous le nom de ronflements, et dont les composantes principales ont en général une fréquence de 100 Hz dans le cas d'un réseau à 50 Hz.

Ce défaut, comme le précédent, n'a pas de conséquence dans le cas où l'on agit sur un récepteur dans lequel les circuits d'entrée à haute fréquence éliminent complètement les courants à basse fréquence. Il se manifeste au contraire si l'on fait agir le générateur sur un amplificateur apériodique, par exemple sur un oscillographe cathodique pour relever son oscillogramme. Dans ce cas, il peut même devenir grave si la fréquence porteuse est élevée et sort de la bande passante de l'oscillographe car les courants à basse fréquence peuvent être beaucoup plus amplifiés que les courants à haute fréquence. Il donne lieu alors à des oscillations à basse fréquence du spot qui se superposent aux oscillations à haute fréquence et déforment l'oscillogramme.

— On l'évalue par la valeur des tensions parasites à basse fréquence qui apparaissent à l'extrémité du cordon de sortie entre les bornes d'utilisation normale en haute fréquence. Pour le mesurer, on élimine les composantes à haute fréquence en disposant à la sortie du générateur un filtre passe bas et on mesure la tension à basse fréquence à l'extrémité du cordon à l'aide d'un voltmètre amplificateur par comparaison avec une tension étalonnée à basse fréquence de même fréquence.

c) Des *modulations parasites ou résiduelles* d'amplitude, provenant, soit du réseau d'alimentation, soit de la source de modulation intérieure. Ce défaut est plus grave que les précédents car il donne lieu dans les récepteurs à des ronflements ou à des signaux musicaux parasites qui se superposent au signal utile lorsqu'on met en service le modulateur et peuvent perturber de façon sensible sa valeur apparente, surtout dans le cas des faibles taux de modulation.

La mesure des modulations parasites ou résiduelles se fait comme celle du bruit de fond d'un émetteur (chap. IX, § B 5°, p. 566).

d) Des *modulations de fréquence* à la fréquence du réseau ou d'un harmonique de cette fréquence, provenant soit d'un défaut de filtrage de la source de tension anodique, soit d'un couplage parasite de l'oscillateur avec le réseau, soit d'une vibration mécanique.

Si l'on connecte le générateur à l'entrée d'un récepteur, ce défaut fait apparaître des ronflements qui ont leur intensité maximale de part et d'autre de l'accord et qui s'atténuent ou s'éteignent complètement à l'accord exact si la modulation parasite de fréquence reste faible. Dans le cas accidentel où elle serait importante, on constaterait à l'accord la disparition du terme fondamental du ronflement et l'apparition de son second harmonique.

En général, la modulation de fréquence à la fréquence du réseau reste faible et on se contente de contrôler qualitativement son existence ou son absence en observant l'aspect des ronflements obtenus dans un récepteur alimenté par le générateur.

Pour la mesurer, il faudrait passer par un limiteur d'amplitude et un discriminateur comme il est indiqué au chapitre VII, § C 7°, p. 463.

e) Des *fuites* qui se manifestent sous deux aspects. Si le blindage du générateur ou le filtrage des circuits qui lui sont connectés sont insuffisants, l'ensemble rayonne et peut agir par induction directe sur les circuits avoisinants, en particulier sur le récepteur en essais. Ce type de fuites peut être contrôlé *qualitativement* avec facilité en déplaçant autour du coffret renfermant le générateur une petite antenne ou une petite bobine reliée à un récepteur sensible. Par contre, il est extrêmement difficile d'en faire une véritable mesure parce qu'il est à peu près impossible de définir d'une façon nette les conditions expérimentales et d'obtenir des résultats caractéristiques reproductibles.

Le plus souvent ces fuites par *rayonnement direct* sont assez faibles pour être sans effet sur le récepteur au cours des mesures usuelles, surtout si le récepteur est disposé à une distance suffisante (0,5 à 1 m par exemple) et convenablement blindé ainsi que l'antenne fictive et son cordon de liaison.

— Par contre, il arrive fréquemment que, entre les bornes d'utilisation normale à l'extrémité libre du cordon de sortie, la tension à haute fréquence ne s'annule pas complètement lorsqu'on place à zéro l'affaiblisseur progressif. Ce *signal résiduel* à la sortie est dû à un défaut de blindage de l'affaiblisseur ou à des couplages parasites dans cet affaiblisseur ; il se superpose au signal utile à la sortie du générateur et perturbe complètement l'étalonnage du niveau de sortie dans le cas des faibles niveaux.

Pour les mesurer, on connecte à l'extrémité du cordon de sortie du générateur un récepteur sensible fonctionnant en microvoltmètre, et, après avoir placé à zéro la manette de réglage de l'affaiblisseur continu, on repère sur l'indicateur de sortie du récepteur le niveau du signal résiduel. On évalue sa grandeur en substituant au générateur étudié à l'entrée du récepteur un autre générateur étalonné *de fuites négligeables* produisant le même effet sur le récepteur.

On répète l'expérience pour les diverses positions de l'affaibliseur décimal et on note dans chaque cas la valeur du signal résiduel exprimé en général en microvolts.

Dans le cas où l'on ne dispose pas de générateur auxiliaire de fuites assez faibles pour permettre la mesure par substitution, on peut opérer comme suit à l'aide du générateur à contrôler lui-même.

On connecte à la sortie du générateur un récepteur sensible et pratiquement linéaire. Cela fait, on fait varier le niveau de sortie en tournant la manette de l'affaiblisseur continu jusqu'au zéro et on trace la courbe de la déviation de l'indicateur du récepteur en fonction de la tension *lue* sur l'affaiblisseur du générateur. Si le générateur n'avait pas de fuites, cette courbe serait une droite passant par l'origine des coordonnées. S'il y a des fuites, elle s'incurve et vient croiser l'axe des coordonnées en un point qui, ramené sur la courbe linéaire extrapolée, donne la valeur du signal résiduel lue sur l'axe des abscisses.

Le signal résiduel peut parfois atteindre quelques microvolts dans le cas des affaiblisseurs à résistances ; il perturbe alors de façon importante la décade de 1 à 10 μV. Dans le cas des affaiblisseurs à transformateurs, il est en général beaucoup plus faible $\left(\text{souvent inférieure à } \frac{1}{100}\ \mu\text{V}\right)$, ce qui permet d'utiliser une décade de 0,1 à 1 μV.

— *En présence de la modulation*, outre les défauts qui précèdent et dont la mesure est compliquée pour certains par la présence de la modulation, on trouve encore les défauts suivants qui sont liés à la modulation, à savoir :

a) Une *distorsion harmonique de modulation* provenant, soit d'une mauvaise qualité du modulateur, soit d'une distorsion dans le tube de modulation. Dans les générateurs usuels actuels, ce défaut est souvent important et, ce qui est plus grave encore, incontrôlable avec les appareils de mesure prévus sur les générateurs. Il nuit sérieusement à la définition et à la mesure du signal de sortie du générateur, en particulier pour la valeur du taux de modulation (chap. IX, § B 4°) et rend illusoires toutes les mesures dans lesquelles intervient la distorsion du signal, par exemple les mesures de distorsion globale d'un récepteur.

La seule méthode rigoureuse pour mesurer dans ce cas le taux de modulation et le taux de distorsion d'enveloppe est la méthode d'opposition décrite au chapitre IX, § B 2°, 4° et 5°.

— La distorsion de modulation croît avec la profondeur de modulation ; sur certains appareils elle devient prohibitive dès que le taux de modulation dépasse 50 %.

b) Une *modulation de fréquence* synchrone de la modulation d'amplitude. Cet effet est souvent notable et amène dans certains cas des perturbations prohibitives dans le fonctionnement du récepteur alimenté par le générateur, comme il a été expliqué plus haut (chap. VII, § C 7°, p. 462).

Lorsque la modulation de fréquence est appréciable, les mesures usuelles sur les récepteurs : sensibilité, sélectivité, distorsion, etc., peuvent être complètement faussées et deviennent illusoires si l'on ne prend pas certaines précautions qui seront examinées plus loin à propos de chaque mesure particulière.

Dans le cas des générateurs d'ondes métriques, pour lesquels ce défaut est souvent prohibitif, on tourne la difficulté en réalisant la modulation d'amplitude, non pas par les circuits modulateurs habituels internes, mais par un *modulateur à cristal* connecté à la sortie du générateur, après l'affaiblisseur. Dans ces conditions, le découplage entre le modulateur et le pilote du générateur est très grand et il n'y a pratiquement aucune réaction du modulateur sur la fréquence porteuse.

c) Une *variation du niveau de la porteuse*, fonction de la valeur du taux de modulation et provenant d'une dyssymétrie de fonctionnement de l'étage modulateur du générateur. Cette variation a pour effet d'introduire une erreur systématique variable dans l'étalonnage du niveau du signal de sortie du générateur. On peut la déceler et la mesurer par l'un des procédés indiqués au chapitre IX, § B 3°, p. 556. Pratiquement, elle est mise en évidence dans beaucoup de cas par un déplacement de l'aiguille de l'indicateur de niveau à haute fréquence du générateur au moment où l'on met en service le modulateur.

d) Un *glissement de la fréquence porteuse.*

— Notons enfin que, dans la plupart des générateurs usuels, les divers réglages sont le plus souvent interdépendants et de ce fait instables ; la réaction la plus courante et la plus importante est celle de la fréquence porteuse sur le niveau du signal de sortie ou sur son taux de modulation.

Ces réactions ne sont pas prohibitives par le fait que les générateurs sont munis d'organes de réglages qui permettent de maintenir à leurs valeurs normales repérées les divers paramètres caractéristiques du signal, mais elles obligent à de multiples réglages et compliquent inutilement les opérations de mesures. Dans certains générateurs modernes, on supprime ces effets en remplaçant les réglages manuels par des dispositifs automatiques du type des régulateurs usuels de gain des récepteurs.

Précision des étalonnages. — Les considérations qui précèdent montrent que, si l'on excepte la fréquence, les étalonnages des autres caractéristiques du

signal de sortie (niveau et modulation) comportent de nombreuses causes d'erreurs et peuvent être influencés par de nombreux effets perturbateurs. En principe, avec les appareils actuellement en service courant, il est donc prudent de ne pas s'illusionner sur la précision des mesures et de contrôler fréquemment les étalonnages et les causes de perturbations.

Dans le cas des appareils usuels de bonne qualité fonctionnant dans la gamme 10 kHz à 30 MHz, on peut compter en première approximation sur les performances suivantes :

— La fréquence de l'oscillateur principal est la grandeur la mieux connue et en général la plus stable. On peut compter couramment sur une précision des lectures de l'ordre de 1 % pour les fréquences inférieures à 10 MHz et de 1,5 à 2 % pour les fréquences supérieures. La stabilité de la fréquence sur un point fixe dans le temps d'une mesure, lorsqu'on a laissé fonctionner l'appareil un temps suffisant pour qu'il atteigne un régime de température stable (une demi-heure par exemple) est en général très supérieure ; elle peut atteindre sur les fréquences inférieures de la gamme radioélectrique 10^{-4} et même 10^{-5}.

— L'étalonnage des niveaux de sortie maximaux contrôlables au voltmètre (position 10 000 du commutateur à décades) peut atteindre une précision de 3 à 5 % jusqu'aux fréquences de l'ordre de 3 MHz ; pour les fréquences supérieures, les erreurs croissent et peuvent monter à 10 % au voisinage de 30 MHz.

Pour les niveaux plus faibles déduits des étalonnages des affaiblisseurs, les erreurs croissent à mesure qu'on met en circuit un plus grand nombre d'affaiblisseurs, donc que le niveau diminue. S'il n'y a pas de fuites, on peut compter en première approximation une erreur possible de l'ordre de 0,5 dB (6 % environ) chaque fois qu'on met en circuit un affaiblisseur décimal supplémentaire. S'il y a des fuites, les erreurs croissent rapidement, d'autant plus que le niveau est plus faible et la fréquence plus élevée.

— Enfin, les modulateurs internes usuels sont étalonnés à 400 ou 1 000 Hz avec une précision de l'ordre de 5 % et fournissent une tension dont le taux de distorsion est inférieur à 5 % en général. La profondeur de modulation du signal à haute fréquence est fournie par l'indicateur correspondant avec une précision assez faible de l'ordre de 10 % et fréquemment variable avec le temps.

Le taux de distorsion d'enveloppe est en principe incontrôlé et souvent important. Avec un modulateur extérieur ayant une distorsion harmonique négligeable (0,1 %), et en réglant avec soin les tensions de polarisation, il peut être abaissé au voisinage de 1 %.

3° Antennes fictives.

Principe. — Pour les essais en laboratoire, on ne peut utiliser une antenne réelle, trop encombrante, trop sensible aux parasites et brouillages éventuels et dans laquelle, enfin, il serait peu commode de connecter un générateur étalonné. On est conduit à la remplacer par un circuit fermé, appelé *antenne fictive*, dont les propriétés essentielles peuvent se résumer comme suit :

a) son impédance, vue des bornes du récepteur, doit être la même que celle de l'antenne réelle dans toute la gamme de fréquence utilisée pour les essais de façon à faire travailler le récepteur dans des conditions comparables à celles du fonctionnement sur antenne réelle ;

b) il doit permettre d'établir la liaison entre le générateur et le récepteur dans des conditions bien définies, telles que l'on puisse évaluer sans incertitude la valeur du signal à l'entrée du récepteur ;

c) ses dimensions doivent être réduites et tous ses éléments doivent être autant que possible blindés de façon à éliminer complètement toutes inductions parasites susceptibles de se superposer au signal utile fourni par le générateur et de perturber les mesures ;

d) ses caractéristiques doivent être bien définies et facilement mesurables de façon à permettre une normalisation des conditions expérimentales indispensables à la reproductibilité des essais.

— En principe, une antenne fictive est un simple circuit fermé ordinaire, dont les caractéristiques varient avec les conditions expérimentales que l'on veut réaliser, et dans lequel on connecte *en série*, d'une part le générateur étalonné, d'autre part le circuit d'entrée du récepteur à étudier.

Deux cas de montage sont à envisager suivant le type du circuit d'entrée du récepteur :

a) Dans le cas le plus général, le circuit d'entrée du récepteur est dyssymétrique et a un pôle à la masse ; l'entrée du récepteur s'effectue sur deux bornes, marquées « Antenne-Terre », dont l'une est reliée à la masse du récepteur.

Dans ce cas, l'antenne fictive et le circuit de sortie du générateur sont eux-mêmes dyssymétriques. La liaison du générateur au récepteur s'effectue suivant le schéma de principe de la figure *XI-5 a* où Z_a est une impédance dont on

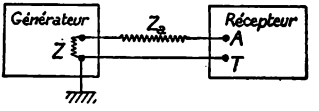


FIG. XI-5 *a*.

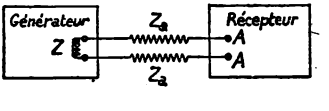


FIG. XI-5 *b*.

choisit les caractéristiques de telle sorte que l'impédance totale $Z + Z_a$ du circuit, comprenant en série l'impédance Z_a et l'impédance de sortie Z du générateur, soit pratiquement égale à l'impédance de l'antenne réelle schématisée dans toute la gamme de fréquence à étudier.

Cette disposition est facilement réalisable avec tous les types d'affaiblisseurs, en particulier avec les générateurs comportant un affaiblisseur à résistances dont le circuit de sortie a par construction un pôle à la masse.

b) Dans d'autres cas, en particulier avec les récepteurs alimentés par ligne ou avec des récepteurs à ondes courtes, le circuit d'entrée du récepteur est symétrique et complètement isolé par rapport à la masse. Si l'on veut reproduire exactement les conditions de fonctionnement réel sur antenne symétrique, il faut utiliser une antenne fictive symétrique et un générateur à circuit de sortie symétrique. Le schéma de principe du montage affecte alors la forme de la figure *XI-5 b* ; il n'est facilement réalisable qu'en utilisant un générateur muni d'un affaiblisseur à transformateurs dont le circuit de sortie est isolé de la masse. Les impédances Z_a sont choisies égales et telles que l'impédance totale du circuit $Z + 2\ Z_a$ soit sensiblement égale à l'impédance de l'antenne réelle symétrique entre les bornes d'entrée AA du récepteur.

Antennes fictives normales. — Puisque l'antenne fictive doit reproduire les caractéristiques de l'antenne réelle, on devrait réaliser autant de types d'antenne fictive qu'il peut y avoir d'antennes réelles. En pratique, aussi bien pour en réduire le nombre, qui deviendrait prohibitif, que pour normaliser les conditions d'essais et permettre de comparer les résultats obtenus sur divers récepteurs d'un même type, on a été conduit à faire choix *a priroi* de quelques

cas d'utilisation, correspondant aux usages les plus courants, et on a limité à ces quelques cas la définition des antennes fictives normales.

Les types les plus utilisés sont les suivants :

Antennes de radiodiffusion. — Les récepteurs de radiodiffusion, et plus généralement les récepteurs quelconques destinés à être utilisés dans une installation fixe au sol, sont prévus pour fonctionner sur des antennes constituées par un simple fil de longueur variée pouvant être : soit un fil relativement long tendu à l'extérieur des maisons, soit un fil de quelques mètres utilisé à l'intérieur des appartements. A chacun de ces deux modes de réalisation on a fait correspondre une antenne fictive choisie de façon à représenter les caractéristiques moyennes approximatives de chaque type d'antenne réelle.

— On a adopté, comme *antenne extérieure type* (1), une antenne constituée par un fil de 15 m tendu horizontalement à 7,5 m du sol, reliée au récepteur par une entrée de poste de 10 m et ayant une hauteur effective de 4 m environ.

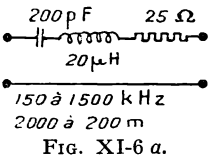


FIG. XI-6 *a*.

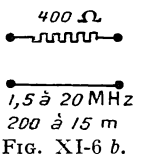


FIG. XI-6 *b*.

Dans la gamme des ondes moyennes, son impédance apparente coïncide sensiblement avec celle d'un circuit résonnant constitué par une capacité de 200 pF en série avec une inductance de 20 µH et une résistance de 25 Ω (fig. *XI-6 a*). Pour les ondes plus courtes, elle tend progressivement vers une résistance pure de 400 Ω environ. On a été ainsi conduit à scinder la gamme d'ondes totale en deux sous-gammes, l'une 2 000 à 200 m (150 à 1 500 kHz), l'autre de 200 à 15 m (1,5 à 20 MHz) et à adopter comme antenne fictive dans chacune d'elles les circuits représentés par les figures *XI-6 a* et *b*.

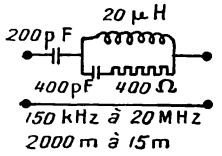


FIG. XI-7.

Pour éviter d'avoir à changer d'antenne en cours d'essais, on a remplacé ces deux antennes par le circuit unique de la figure *XI-7* qui leur est pratiquement équivalent dans toute la gamme d'ondes de la radiodiffusion (2 000 à 15 m). Cette antenne unique est connue sous le nom d'*antenne normale universelle*, type extérieur.

— De même, pour remplacer une *antenne intérieure* du type courant, constituée par un fil de 5 à 6 m de longueur tendu dans une pièce et de hauteur effective comprise entre 0,5 et 1 m, on a établi les antennes fictives représentées par les schémas *a* et *b* de la figure *XI-8* et utilisables respectivement : le premier dans la gamme d'ondes de 2 000 à 200 m, le second dans la gamme de 200 à 15 m.

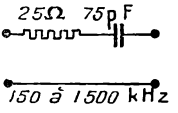


FIG. XI-8 *a*.

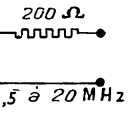


FIG. XI-8 *b*.

Comme dans le cas de l'antenne extérieure, on pourrait fondre ces deux circuits en un seul qui leur serait équivalent dans toute la gamme, mais, *jusqu'ici*, aucune normalisation n'a été proposée dans ce sens.

— Toutes ces antennes fictives sont connectées en dyssymétriques entre le générateur et le récepteur conformément au schéma de la figure *XI-5 a*.

En toute rigueur, il convient de tenir compte de la valeur de l'impédance de sortie *Z* du générateur, en particulier dans le cas d'un générateur comportant un affaiblisseur à résistances dont la résistance de sortie sur les décades usuelles est de l'ordre de 10 Ω à 75 Ω, et de réduire en conséquence la résistance de l'an-

(1) *Onde électrique*, mars 1938, vol. XVII, n° 195.

tenne fictive de telle sorte que la *résistance totale* du circuit conserve les valeurs indiquées sur les figures *XI-6* et *XI-8*. En pratique, par raison de *simplification*, on a réalisé jusqu'ici l'impédance Z_a de l'antenne fictive conformément aux schémas des figures *XI-6* et *XI-8*, sans s'inquiéter de faire la correction. Cette approximation se justifiait par le fait que les impédances d'antenne sont tou-

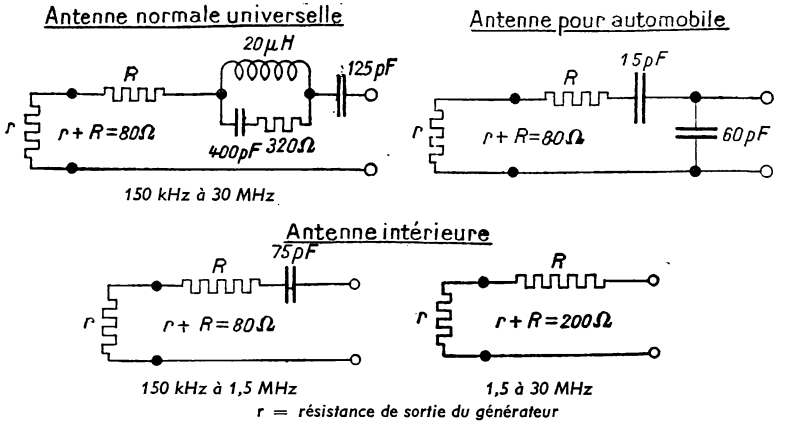


Fig. XI-9.

jours assez mal définies, comme les antennes elles-mêmes, et que les essais en laboratoire sur antenne fictive avaient plutôt comme but d'effectuer des mesures comparatives. Toutefois, elle peut être la cause de divergences entre les résultats de mesures obtenues sur un même récepteur avec des générateurs comportant des circuits de sortie d'impédances diverses. Pour faire disparaître ce défaut, on a adopté (1) les antennes fictives représentées sur la figure *XI-9*. — Dans le cas d'un récepteur prévu pour être alimenté par un câble coaxial adapté de 75 O, l'antenne fictive se réduit à toutes fréquences à une simple résistance R telle que $R + r = 75\ \Omega$. Si le générateur utilisé a une résistance de sortie de 75 Ω, il constittue à lui seul l'antenne fictive et il suffit de le connecter directement à l'entrée du récepteur.

Antennes d'avion. — A bord d'avion on utilise, suivant les cas, une antenne pendante constituée par un fil de 100 m environ traîné par l'avion, ou une antenne fixe constituée par des fils tendus au-dessus du fuselage entre les ailes et l'empennage de queue.

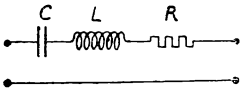


Fig. XI-10.

Pour les essais en laboratoire, on remplace en général ces antennes par des antennes fictives établies suivant le schéma de la figure *XI-10* avec les valeurs suivantes :

	L µH	C pF	R ohms	Gammes d'ondes d'utilisation
Antenne pendante.....	100	350	10	Supérieures à 300 m
Antenne fixe.....	20	200	0	Supérieures à 20 m

(1) Commission Électrotechnique Internationale. Méthodes de mesure des récepteurs radiophoniques pour les émissions de radiodiffusion à modulation d'amplitude. Publication 69.

Dans le cas des récepteurs fonctionnant sur ondes métriques, on utilise en principe une antenne sabre accordée dont l'impédance est sensiblement une résistance pure de 40 Ω. On la remplace par une antenne fictive constituée par une résistance R telle que $R + r = 40$ Ω.

Usages généraux. — Pour les récepteurs à usages généraux ou non précisés, on utilise en principe comme antenne fictive l'antenne normale universelle fig. *XI-9*) pour toutes ondes supérieures à 15 m.

Pour les ondes inférieures à 15 m, on utilise en principe une simple résistance de l'ordre de 400 Ω pour remplacer une antenne dyssymétrique ou deux résistances symétriques de l'ordre de 200 Ω dans le cas d'un récepteur à entrée symétrique (fig. *XI-11*).

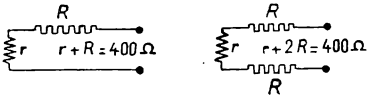


FIG. XI-11.

Dans certains cas, si le récepteur doit fonctionner sur petite antenne, on utilise des antennes fictives de 200 Ω au lieu de 400 Ω.

Montage pratique. — Pour satisfaire aux conditions générales énoncées plus haut, les éléments constituant l'antenne fictive doivent être disposés sous blindage ; en outre, tant pour éliminer les risques d'inductions parasites que pour ne pas introduire des variations d'impédance de l'antenne, ils doivent être reliés au récepteur par des connexions aussi courtes que possible.

Ces considérations conduisent à aménager l'antenne fictive dans un boîtier métallique que l'on dispose systématiquement au voisinage immédiat des bornes « antenne-terre » du récepteur. La liaison avec le générateur, forcément disposé à une certaine distance du récepteur, est alors faite à l'aide d'un câble blindé, symétrique ou dyssymétrique suivant les cas, et fermé du côté de l'antenne sur une résistance R voisine de son impédance caractéristique pour éliminer les résonances possibles.

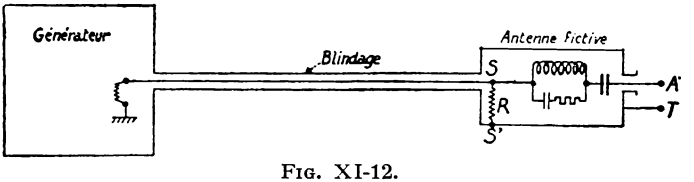


FIG. XI-12.

L'ensemble se comporte un peu à la façon d'une tête de voltmètre à haute fréquence et permet sans complication de montage d'amener l'antenne fictive à proximité immédiate du récepteur quelles que soient les positions relatives du générateur et du récepteur imposées par la disposition du banc d'essais.

— Dans le cas le plus courant d'un générateur muni d'un affaiblisseur à résistances débitant dans une antenne normale universelle, le montage affecte l'aspect schématisé par la figure *XI-12*.

Dans le cas au contraire d'un générateur à circuit de sortie par transformateur isolé débitant dans une antenne fictive symétrique, le montage prend la forme de la figure *XI-13*. La liaison est réalisée à l'aide d'un câble symétrique qui peut être constitué par une simple ligne à deux fils torsadés, disposée sous une gaine métallique et fermée sur une résistance dont le point central est connecté à la masse, c'est-à-dire au blindage ; celui-ci est d'autre part relié avec soin à la masse du récepteur et à celle du générateur par la gaine du câble.

— Lorsque, avec un générateur à sortie isolée, on veut réaliser une sortie

dyssymétrique, on peut mettre un des pôles du circuit de sortie à la masse dans le générateur même et réaliser le montage de la figure *XI-12*. Il est souvent préférable pour éviter des circulations parasites entre les masses, surtout dans

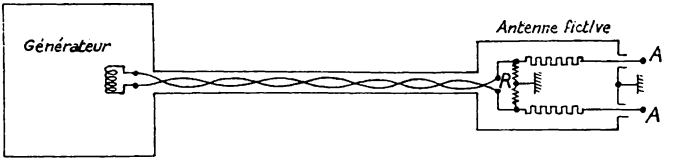


FIG. XI-13.

le cas des ondes très courtes, de conserver la liaison par câble en fils torsadés isolés et d'effectuer la mise à la masse dans le boîtier contenant l'antenne fictive (fig. *XI-14*).

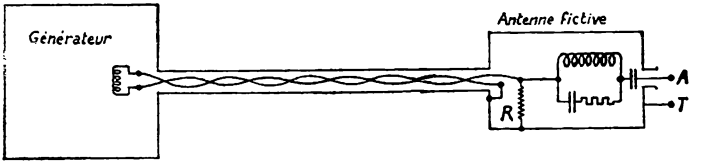


FIG. XI-14.

Dans certains cas même, pour faire disparaître complètement les ondes stationnaires du câble, en particulier sur les ondes métriques avec un cordon blindé de l'ordre du mètre, il est préférable de conserver la symétrie complète du circuit de liaison et d'effectuer la sortie en dyssymétrique sur une moitié de la résistance de charge du câble (fig. *XI-15*).

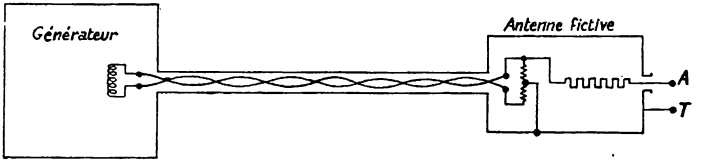


FIG. XI-15.

— Quelle que soit la disposition adoptée, il convient, lors de la construction, de choisir les dimensions du boîtier contenant les divers organes constitutifs de l'antenne fictive et la disposition de ces organes de telle sorte que leurs caractéristiques ne soient pas sensiblement modifiées par la proximité des cloisons métalliques.

4° Mesure du signal à l'entrée.

Récepteurs sur antenne. — *Définition.* — Dans le cas d'un récepteur sur antenne, le montage d'essai affecte l'une des formes représentées sur les figures *XI-5* ou *XI-12* à *XI-15* et le signal à l'entrée est mesuré par la valeur efficace de la porteuse de la force électromotrice induite dans le circuit de l'antenne fictive par le générateur (§ A 2°, p. 625), c'est-à-dire, en principe, de la *différence de potentiel à l'extrémité SS' du cordon de liaison laissé à circuit ouvert.*

Normalisation. — Pour faciliter les comparaisons entre les essais courants effectués sur divers récepteurs et sur divers bancs d'essais, on a normalisé les caractéristiques du signal à l'entrée à utiliser de préférence (1).

Il peut être, suivant le type de récepteur, soit *entretenu* ou non modulé, soit *modulé* ; lorsqu'il est modulé, la modulation est faite en principe à 400 Hz et à 30 % ; dans certains cas, par exemple lors de l'essai d'un *récepteur de bord pour l'aéronautique*, on utilise de préférence une modulation à 1 000 Hz et à 30 %, cette fréquence étant mieux adaptée à la courbe de réponse des récepteurs et des casques téléphoniques utilisés pour les liaisons télégraphiques.

Pour certains essais sur les *récepteurs de radiodiffusion*, on a normalisé également des fréquences et des niveaux qui correspondent aux conditions typiques d'utilisation les plus fréquentes, à savoir :

Pour la *fréquence* :

dans la gamme « Grandes Ondes » :	160 kHz	ou	1 875 m,
	200 kHz	ou	1 500 m,
	300 kHz	ou	1 000 m.
dans la gamme « Petites Ondes » :	600 kHz	ou	500 m,
	1 000 kHz	ou	300 m,
	1 500 kHz	ou	200 m.
dans la gamme « Ondes Courtes » :	6 MHz	ou	50 m,
	10 MHz	ou	30 m,
	15 MHz	ou	20 m.

Pour les *niveaux* :

50 μV	pour représenter un émetteur lointain,
5 000 μV	pour représenter un émetteur moyen,
200 000 μV	pour représenter un émetteur local.

Cas particulier des ondes très courtes. — Dans le cas des ondes très courtes, les récepteurs sont en général prévus pour fonctionner sur des lignes de transmission adaptées. Leur impédance d'entrée est alors, *en principe*, une résistance égale à l'impédance caractéristique R de la ligne. Pour les essais, on utilise un générateur ayant également une résistance de sortie égale à celle de la ligne, ou connecté en série avec une antenne fictive constituée par une résistance telle que la résistance totale (générateur et antenne) soit égale à R.

Dans ces conditions, si le signal de sortie, défini comme ci-dessus, a une valeur E, la puissance *absorbée* par le récepteur, *supposé parfaitement adapté*, a pour expression

$$P = \frac{E^2}{4R}.$$

Si le récepteur est mal adapté, tout restant égal par ailleurs, il absorbe une puissance plus faible. La puissance $P = \frac{E^2}{4R}$ représente donc la valeur maximale de la puissance que le générateur puisse fournir au récepteur dans l'hypothèse d'une adaptation parfaite de ce dernier. Pour cette raison on l'appelle la « *puissance disponible aux bornes du générateur* ».

Si l'adaptation du récepteur est mal faite, celui-ci utilise mal le signal « dispo-

(1) Propositions de la Société des Radioélectriciens, *Onde Electrique*, mars 1938, vol. XVII, n° 195, p. 145 ; novembre 1938, vol. XVII, n° 203, p. 504.
— Méthodes de mesure des récepteurs radiophoniques pour les émissions de radiodiffusion à modulation d'amplitude. Commission électrotechnique internationale. Publication 69.

nible » dans l'antenne, et le signal à la sortie est plus faible. Mais il s'agit alors d'un défaut du récepteur qui ne change rien au fait que le générateur est apte à lui fournir la puissance P. Il en résulte que cette puissance est une expression commode et avantageuse du signal à la sortie du générateur. Comme elle joue un rôle important dans certaines discussions, il est devenu d'usage courant dans le cas des générateurs à très hautes fréquences, d'effectuer l'étalonnage du signal de sortie, non plus en fonction de E, mais en fonction de la puissance disponible reliée à E par la relation simple ci-dessus, où R est la résistance de sortie du générateur égale à l'impédance caractéristique nominale de la ligne de liaison.

Récepteurs sur cadre. — Dans ce cas, comme nous l'avons vu plus haut (§ A 2°, p. 625), on peut définir et mesurer le signal à l'entrée, soit par la valeur de la force électromotrice induite dans le cadre, soit mieux par celle du champ électromagnétique qui agit sur lui.

Evaluation de la force électromotrice. — Pour créer dans le cadre une *force électromotrice étalonnée*, il suffit *en principe* d'effectuer une coupure dans le cadre, d'y introduire le circuit de sortie d'un générateur étalonné et d'opérer comme dans le cas d'un récepteur sur antenne.

En fait ce mode opératoire impose des sujétions et a des conséquences le plus souvent prohibitives :

a) La coupure doit être faite dans le cadre en un point équipotentiel du sol ; cette précaution est indispensable dans le cas où l'on utilise un générateur ayant un pôle à la masse (affaiblisseur à résistances) pour ne pas provoquer le court-circuit du cadre ; elle reste nécessaire dans le cas d'un générateur à circuit de sortie isolé (affaiblisseur à transformateurs) pour éviter les effets d'antenne dus aux connexions reliant le générateur au cadre.

Dans le cas d'un cadre symétrique, il faut donc faire la coupure au centre du cadre comme il a été indiqué pour la mesure des champs faibles (chap. X, § D 2°, p. 588).

Dans le cas d'un cadre ayant un pôle à la masse, on effectue la coupure près de ce pôle et on connecte le générateur de façon que sa borne « masse » se trouve connectée au pôle « masse » du circuit du cadre.

b) Ces conditions de montage sont presque toujours irréalisables car, en général, en particulier dans le cas des cadres blindés, le bobinage du cadre, et plus spécialement son point central, sont inaccessibles ; il faut alors pratiquer des démontages partiels ou des modifications des liaisons de masse qui risquent de perturber gravement les caractéristiques électriques du cadre.

c) Même si le point de masse du cadre est accessible, le seul fait de mettre en série avec le cadre l'impédance de sortie du générateur risque de modifier complètement les caractéristiques du circuit du cadre et de rendre les mesures illusoires. Par exemple, si le générateur comporte un affaiblisseur à résistances, dont la résistance de sortie est de 10 Ω, et si le cadre est accordé, la présence du générateur produit un amortissement important qui affecte la sensibilité et la sélectivité du cadre. Si le générateur est à sortie par transformateur, il n'y a pas d'amortissement, mais il peut y avoir déréglage d'accord dans le cas d'un appareil à commande unique.

Evaluation du champ. — Dans ces conditions, *il est bien préférable en pratique de définir le signal à l'entrée par la valeur du champ inducteur.* Il ne peut être question en laboratoire de créer un champ électromagnétique réel ; mais on peut faire agir sur le cadre un *champ magnétique* étalonné, quitte, pour faciliter l'utilisaton des résultats, à *exprimer la valeur de ce champ magnétique par*

celle de la composante électrique d'une onde électromagnétique plane qui produirait dans le cadre la même force électromotrice. Un mode de réalisation d'emploi assez pratique est schématisé par la figure *XI-16.*

Le champ magnétique inducteur est créé par un cadre auxiliaire *apériodique* et *blindé* C_1, de grandes dimensions, disposé verticalement et alimenté par un générateur étalonné ordinaire. Le blindage soigné de la boucle et du câble de liaison au générateur est indispensable pour éliminer les inductions électrostatiques parasites sur le récepteur.

Le cadre C_2 du récepteur est disposé *parallèlement* au cadre C_1 et à une *distance fixe repérée d.* On choisit les dimensions du cadre C_1 et la distance d de telle sorte que le champ magnétique créé par C_1 dans la région occupée par C_2 soit *sensiblement uniforme* ; par exemple, si le cadre C_2 a un diamètre de 30 à 40 cm (cadre goniométrique blindé), on pourra constituer le cadre C_1 par

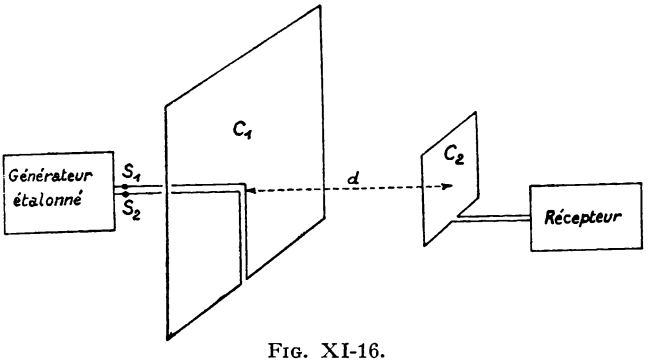


FIG. XI-16.

une spire unique (ou quelques spires suivant la longueur d'onde) d'un diamètre de l'ordre de 1 m placé à une distance de 50 cm environ de C_2.

Si la cabine blindée dans laquelle on opère a des dimensions suffisantes, on peut aussi utiliser comme cadre inducteur une boucle unique de l'ordre de 2 à 3 mètres de côtés disposée dans le plan axial de la cabine et placer le récepteur dans le plan de cette boucle, dans la région centrale où le champ est pratiquement uniforme dans la zone occupée par le récepteur.

Le flux inducteur créé à travers C_2 est proportionnel à la force électromotrice créée par le générateur étalonné dans le cadre inducteur C_1, donc réglable et repérable par le jeu de l'affaiblisseur étalonné du générateur, moyennant un étalonnage préalable effectué dans les conditions d'utilisation.

— Pour effectuer cet *étalonnage,* on remplace le cadre C_2 par un cadre C'_2 *approximativement de mêmes dimensions, placé exactement au même endroit* convenablement repéré, et connecté sur les bornes « inductance » d'un acuimètre. On place sur ce cadre un nombre de spires N connu et choisi de façon qu'on puisse accorder le circuit sur la fréquence du champ inducteur à l'aide du condensateur de l'acuimètre. Cela fait, on règle le générateur sur la fréquence de l'essai en régime d'émission entretenue, on place son affaiblisseur dans la position qui correspond au signal maximal de façon à obtenir un champ magnétique H_0 suffisamment intense pour agir sur le voltmètre de l'acuimètre et on effectue les deux opérations suivantes :

a) L'oscillateur de l'acuimètre étant coupé ou déréglé, on accorde le condensateur d'accord à la résonance avec le champ inducteur et on lit sur le voltmètre la valeur efficace U de la tension aux bornes du circuit constitué par le cadre auxiliaire C'_2 et le condensateur de l'acuimètre.

b) Sans modifier l'accord de ce circuit, on éteint le générateur étalonné, on met en service l'oscillateur interne de l'acuimètre et on règle sa fréquence à la résonance du circuit oscillant constitué par le cadre C'_2 ; on lit alors sur le voltmètre la valeur Q du facteur de surtension du cadre C'_2.

La force électromotrice E_0, induite dans C'_2 par le champ H_0 a alors pour valeur efficace :

$$E_0 = \frac{U}{Q}$$

et la composante électrique K_0 d'une onde électromagnétique qui produirait le même effet sur le cadre que le champ magnétique H_0, donc qui lui sert de mesure, peut se calculer à partir de la relation classique :

$$E_0 = \frac{2\pi NS}{\lambda} K_0$$

d'où :

$$K_0 = \frac{E_0 \lambda}{2\pi NS} = \frac{U\lambda}{2\pi NSQ} \quad \frac{\text{volts}}{\text{mètre}}$$

en exprimant U en volts et λ et S en mètres.

— Cela étant, si l'on affaiblit le signal de sortie du générateur dans un rapport quelconque lu sur les cadrans d'étalonnage de l'affaiblisseur, on réduit le champ magnétique dans le même rapport et il est facile de calculer la nouvelle valeur du champ électromagnétique correspondant à une position quelconque des organes de réglage de l'affaiblisseur.

— Pour effectuer une mesure, on replace le cadre du récepteur à la place de C'_2, on accorde le récepteur sur le champ inducteur et on règle la valeur de ce champ en agissant sur les affaiblisseurs du générateur étalonné. Quand on a obtenu l'effet voulu, on lit sur l'étalonnage de l'affaiblisseur l'affaiblissement réalisé à partir du niveau maximal et on calcule la valeur efficace correspondante du champ inducteur. Cette valeur est prise pour mesure du signal à l'entrée du récepteur.

— Cette méthode présente le gros avantage de faire travailler le récepteur, accouplé à son cadre, exactement dans les conditions d'utilisation normale et élimine tous les risques de déréglage ou d'incertitude. Elle peut être utilisée pour l'essai des radio-compas à cadre tournant. Son seul inconvénient est de nécessiter une installation relativement complexe.

Correction de diamètre. — Nous avons admis dans ce qui précède que le champ inducteur était pratiquement uniforme dans la région occupée par C_2 ; cette hypothèse nous a permis de définir un champ inducteur comme s'il s'agissait réellement d'une onde plane et d'obtenir un étalonnage valable quel que soit le diamètre du cadre C_2. Si le diamètre de celui-ci devient trop grand, le champ inducteur utile n'est plus uniforme et sa valeur moyenne apparente diminue à mesure que le diamètre du cadre récepteur augmente.

Pour tenir compte de cet effet sans avoir à recommencer l'étalonnge du champ chaque fois que l'on change le diamètre du cadre récepteur, on peut effectuer la mesure à partir d'un tarage effectué avec un cadre de petit diamètre et affecter le résultat d'un coefficient de correction. Celui-ci peut être mesuré une fois pour toutes en fonction du diamètre en répétant le tarage décrit plus haut avec plusieurs cadres C'_2 de diamètres croissants et en traçant une courbe de correction. Pratiquement, avec un cadre C_1 de 1 m de diamètre situé à 50 cm du cadre récepteur, la correction reste négligeable tant que le diamètre du cadre C_2' ne dépasse pas 50 cm.

Remarque. — On pourrait être tenté, pour accroître la valeur du champ inducteur, d'accorder le cadre C_1 sur la fréquence de travail à l'aide d'une capacité connectée en série. Cette solution n'est pas recommandée, surtout si le cadre C_2 est lui-même accordé, à cause des réactions mutuelles entre les deux cadres qui constituent un ensemble de deux circuits oscillants couplés et en résonance.

Récepteurs mixtes. — Certains récepteurs, comme les radiogoniomètres à lever de doute ou les goniomètres automatiques du type « *homing* », fonctionnent à la fois sur cadre et sur antenne. Les mesures en laboratoire sur les récepteurs de ce genre deviennent assez délicates. On peut cependant reproduire des conditions de fonctionnement suffisamment voisines des conditions réelles pour permettre d'étudier leur fonctionnement pratique.

Dans une onde électromagnétique plane, la composante électrique, donc la force électromotrice induite dans l'antenne, est en phase avec la composante magnétique qui agit sur le cadre. En outre, les récepteurs goniométriques à lever de doute fonctionnent sur une antenne très courte qui, dans la gamme d'onde utilisée (environ 1 000 m), peut être remplacée en laboratoire par une simple capacité d'environ 50 pF. On peut alors opérer comme suit :

Dans le montage de la figure *XI-16*, on connecte, à la sortie S_1S_2 du générateur étalonné, en parallèle sur le cadre apériodique C_1, le primaire d'un transformateur sinusoïdal dont le secondaire débite dans un circuit oscillant blindé accordé sur la fréquence de travail. La différence de potentiel aux bornes de ce circuit est alors en quadrature sur la tension entre les bornes S_1S_2, donc en phase avec le courant dans le cadre C_1, et par suite avec le champ magnétique agissant sur C_2. Elle peut être utilisée pour alimenter la capacité de 50 pF, connectée d'autre part à la borne antenne du récepteur, et tenir lieu de champ électrique réel.

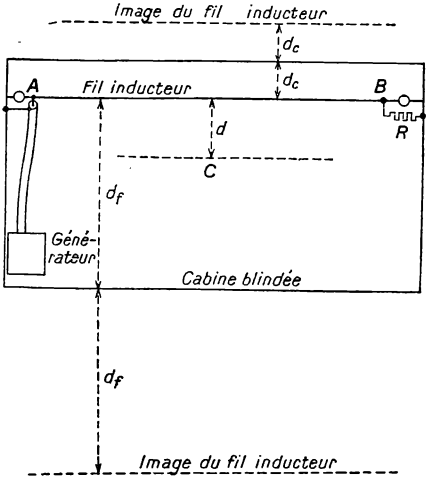


FIG. XI-17.

Le dosage relatif des composantes électrique et magnétique du champ fictif ainsi réalisé est obtenu en agissant sur le transformateur sinusoïdal réglant le couplage du circuit oscillant annexe. Par exemple, si l'on admet que l'antenne du radiogoniomètre a une hauteur effective de 1 m, on réglera ce couplage de telle sorte que, pour le réglage du générateur correspondant au champ magnétique H_0 maximal, évalué par le champ électrique équivalent K_0 volts par mètre, on obtienne aux bornes du circuit oscillant une tension de K_0 volts.

— On peut également utiliser comme générateur de champ le dispositif représenté sur la figure *XI-17* (1). L'aérien est constitué par un fil horizontal isolé, tendu dans le plan de symétrie de la cabine blindée à une distance d_c du plafond et d_f du plancher. Ce fil est relié à la masse à l'une de ses extrémités B par une résistance R égale à son impédance caractéristique et attaquée à l'autre

(1) Standards on Radio Receivers. Methods of testing amplitude modulation Broadcast Receivers, 1948. The Institute of Radio Engineers.

A par un générateur étalonné. Le fil est alors parcouru par une *onde progressive* qui crée dans son voisinage une onde de configuration voisine de celle d'une onde plane se propageant parallèlement au fil, c'est-à-dire un *champ électromagnétique complet* comportant un champ électrique et un champ magnétique comparables à ceux d'une onde libre réelle. En un point *C* situé dans le plan axial de la cabine, à une distance *d* en dessous de l'antenne, la valeur du champ peut se calculer à partir de la relation :

$$K = \frac{60\,E_g}{R_g + R}\left[\frac{1}{d} - \frac{1}{2d_c + d} + \frac{1}{2d_f - d} - \frac{1}{2d_f + 2d_c - d} + \frac{1}{2d_f + 2d_c + d} - \frac{1}{2d_f + 4d_c + d} + \frac{1}{4d_f + 2d_c - d} - \frac{1}{4d_f + 4d_c - d}\cdots\right]$$

dans laquelle :

K = champ en volts par mètre,
E_g = signal de sortie du générateur en volts,
R_g = résistance du générateur en ohms,
R = résistance caractéristique de la ligne en ohms,
d, d_c, d_f = distances en mètres.

— Les différents termes de la formule expriment les effets des réflexions successives des ondes sur le plafond et sur le plancher de la cabine.

Pour évaluer simplement la résistance caractéristique *R* du fil, il suffit de mesurer en basse fréquence sa capacité unitaire et de calculer *R* par la relation *VIII-18* (Chap. *VIII* § B-5°, p. 472).

— Dans le cas d'*équipements importants*, on peut enfin opérer *en plein air à proximité d'un émetteur*. Pour obtenir un champ étalon, on règle l'émetteur au maximum de puissance et, par la méthode indiquée pour les champs intenses (chap. X, § C, p. 583) on mesure la valeurs K_0 du champ au point d'expérience. Cela fait, on affaiblit le courant dans l'antenne d'émission dans un *rapport connu* et on en déduit la valeur correspondante du champ.

5° Mesure du signal à la sortie.

Impédance de charge. — Comme nous l'avons vu plus haut (§ A 2°, p. 627), le signal à la sortie est mesuré par la puissance électrique dissipée dans l'appareil d'utilisation. Pour les essais celui-ci est remplacé par une résistance pure, dite *impédance de charge*, alimentée par l'étage de sortie du récepteur de façon à *être traversée uniquement par les courants alternatifs* constituant le signal de sortie, conformément à l'un des schémas de la figure *XI-18*.

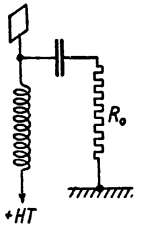


FIG. XI-18 *a*.

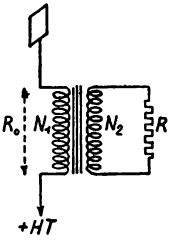


FIG. XI-18 *b*.

— Par définition, la valeur de cette résistance est prise égale à la valeur du *module* de l'*impédance* du circuit d'utilisation, auquel on la substitue, pour les courants, à la fréquence du signal utile de sortie. Celle-ci est elle-même définie par la condition de puissance maximale de sortie.

Dans le cas où la résistance de charge est alimentée directement en série dans le circuit de plaque du tube de sortie (fig. *XI-18 a*), sa valeur est égale à la

valeur particulière R_0 qui permet de tirer du tube *le maximum de puissance* (chap. IV, § B 7°, p. 282). Avec les pentodes de puissance habituellement utilisées comme tubes de sortie, cette valeur est en général de l'ordre de 7 000 à 8 000 Ω.

Dans le cas, au contraire, où la résistance de charge est alimentée à travers un transformateur d'adaptation (fig. *XI-18 b*), sa valeur R est choisie de telle sorte que l'impédance du transformateur entre ses bornes primaires soit égale à R_0. Soit donc :

$$R = R_0 \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2.$$

En pratique, les constructeurs de récepteurs indiquent la valeur de l'impédance normale de charge pour laquelle est construit leur appareil ou précisent l'appareil d'utilisation prévu. A défaut de précision à ce sujet, on peut déterminer la valeur de la résistance de charge à utiliser en se guidant suivant les cas sur les considérations suivantes :

a) On mesure l'*impédance* de l'appareil d'utilisation à la fréquence du signal utile, en général 400 ou 1 000 Hz, et on prend R égale au *module* de cette impédance.

En pratique, comme l'impédance d'utilisation est généralement voisine d'une résistance, on peut définir appoximativement cette valeur en substituant à l'appareil d'utilisation une résistance variable étalonnée et en réglant cette résistance de telle sorte que la différence de potentiel à ses bornes, en service normal du récepteur, soit la même que la différence de potentiel aux bornes de l'appareil d'utilisation.

b) On choisit R, compte tenu des caractéristiques du circuit de liaison (par exemple du transformateur de couplage), de façon que l'impédance ramenée au circuit de plaque du tube soit égale à R_0. Cette dernière valeur est en général indiquée par les constructeurs de tube ; à défaut on la détermine comme il est indiqué au chapitre IV, § B 7°.

c) On peut encore, plus exactement, déterminer expérimentalement à l'aide d'un analyseur harmonique ou d'un pont la valeur qu'il faut donner à la résistance de sortie pour obtenir dans cette résistance la puissance maximale avec le minimum de distorsion.

Il convient de remarquer à ce point de vue que, en général, la résistance correspondant au maximum de puissance avec le minimum de distorsion est différente de la valeur qui permet d'obtenir le maximum de puissance du tube.

— Pratiquement, l'impédance de charge est connectée à la sortie du récepteur aux lieu et place de l'appareil d'utilisation. Dans le cas où celui-ci est extérieur au récepteur et connecté sur un jack ou sur deux bornes, le remplacement se fait sans difficulté. Dans le cas d'un récepteur comportant un haut-parleur intérieur (récepteur de radiodiffusion) il faut déconnecter le haut-parleur pour brancher l'impédance de charge ; le plus souvent celle-ci est connectée à la place de la bobine mobile aux bornes du secondaire du transformateur d'alimentation du haut-parleur (§ A 2°, p. 628) ; elle est alors constituée par une résistance de quelques ohms.

Impédance de sortie. — L'impédance de sortie d'un récepteur est l'impédance des circuits internes du récepteur mesurée entre les bornes de sortie, prévues pour le branchement de l'impédance de charge. C'est en principe une donnée de construction du récepteur, mais dans certains cas il peut être utile de la mesurer.

Comme sa valeur peut varier avec les conditions d'emploi du récepteur, la mesure doit être faite en fonctionnement normal ; on peut opérer de la façon suivante :

1° Les bornes de sortie du récepteur sont fermées sur une impédance de charge R constituée par une résistance munie d'un curseur potentiométrique.

2° On fait agir sur le récepteur un signal tel que l'on obtienne à la sortie une puissance spécifiée ; puis, après avoir déconnecté la résistance de charge, on mesure la force électromotrice E du circuit de sortie à l'aide d'un voltmètre d'impédance suffisamment grande connecté entre les bornes de sortie.

3° On remet en circuit la résistance de charge R et on connecte le voltmètre entre le curseur et une extrémité de cette résistance ; enfin, on ajuste le curseur de façon à amener l'aiguille du voltmètre sur la graduation $E/2$.

4° La résistance de sortie est égale à la différence $R_2 - R_1$ des deux tronçons R_2 et R_1 de la résistance mesurées respectivement entre le curseur et chacune de ses extrémités.

Mesure de la puissance de sortie. — La valeur de la résistance de charge étant connue, on peut évaluer simplement la puissance dissipée dans cette résistance en mesurant, soit la valeur efficace du courant qui la traverse, soit celle de la tension à ses bornes. En pratique, étant données les valeurs relativement faibles des puissances, donc des courants mis en jeu, on effectue en général la mesure à l'aide d'un voltmètre connecté aux bornes de la résistance de charge.

— Si le *signal est pur*, c'est-à-dire constitué par un courant *rigoureusement sinusoïdal*, on peut utiliser un voltmètre d'un type quelconque *gradué en valeur efficace* ; on lit la tension $\overline{V}$ indiquée et on calcule la puissance par la relation :

$$P = \frac{\overline{V}^2}{R}.$$

— Si le *signal est complexe*, qu'il soit constitué par un mélange quelconque de courants de fréquences différentes ou par un courant unique très déformé (donc une somme du terme fondamental et des harmoniques), il faut *obligatoirement* utiliser un voltmètre à *déviation quadratique*. Dans ce cas en effet, et seulement dans ce cas, la tension efficace résultante V_{eff}, lue sur le voltmètre, est liées aux tensions V_i que produirait séparément chacune des composantes du mélange par la relation simple :

$$V_{\text{eff}}^2 = \sum V_{i\,\text{eff}}^2.$$

On en déduit entre les puissances la relation :

$$P = \sum P_i.$$

Autrement dit, si l'on gradue directement le voltmètre en puissance, la déviation totale est égale à la somme des déviations que produirait séparément chaque composante.

Si l'on a par exemple deux signaux produisant chacun séparément des tensions efficaces $\overline{V}_1$ et $\overline{V}_2$, la tension efficace résultante a pour valeur :

$$\overline{V} = \sqrt{\overline{V}_1^2 + \overline{V}_2^2} = \overline{V}_1 \sqrt{1 + \left(\frac{\overline{V}_2}{\overline{V}_1}\right)^2}.$$

Si l'une des tensions est petite devant l'autre, par exemple si $\overline{V}_2/\overline{V}_1$ est petit devant l'unité, la tension résultante $\overline{V}$ est pratiquement égale à la tension $\overline{V}_1$

la plus grande. Comme le rapport $\frac{\overline{V}_2}{\overline{V}_1}$ intervient par son carré, l'approximation est pratiquement satisfaite dès que ce rapport devient de l'ordre de 1/10.

Wattmètres de sortie. — Ces appareils, destinés à fournir par lecture directe la valeur de la puissance de sortie, se composent essentiellement d'une résistance *constante et étalonnée,* aux bornes de laquelle est connecté un voltmètre *quadratique* gradué directement en puissance (chap. XI § A 2°, p. 625), que l'on connecte aux lieu et place de l'impédance de charge à la sortie du récepteur étudié.

Comme les résistances de sortie et les puissances mises en jeu sont très diverses d'un récepteur à un autre, on a réalisé des *wattmètres de sortie réglables* dans lesquels on fait varier à volonté, et simultanément, la résistance apparente à l'entrée et à la sensibilité du voltmètre de telle sorte que l'étalonnage en puissance du voltmètre reste valable quelle que soit la valeur de la résistance d'entrée choisie. Ces appareils permettent de faire varier aisément dans de grandes limites la valeur de l'impédance de charge et de suivre sur le voltmètre la variation de la puissance consommée ; ils sont très commodes pour déterminer la valeur de la résistance de charge qui permet d'obtenir la puissance de sortie maximale d'un récepteur. Plusieurs solutions sont possibles pour satisfaire à ces conditions. Les plus courantes sont des types schématisés sur les figures *XI-19* et *XI-20.*

— Dans le wattmètre de la figure *XI-19,* la liaison de l'appareil de mesure V avec les bornes d'entrée E_1 E_2 est réalisée à l'aide d'un transformateur T, dont le secondaire débite dans une *résistance constante* R et dont le primaire comporte de nombreuses prises intermédiaires commutables par le commutateur C. Un voltmètre *quadratique* V, connecté aux bornes de R, fournit par lecture directe la valeur de la puissance consommée dans la résistance R.

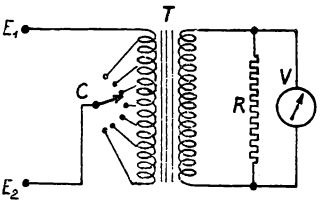


FIG. XI-19.

En agissant sur le commutateur C, on fait varier à volonté l'impédance d'entrée du transformateur, vue entre les bornes E_1 et E_2, sans modifier la valeur de R donc l'étalonnage de V. En admettant que le transformateur fonctionne pratiquement en transformateur parfait, le voltmètre V indique dans tous les cas la puissance consommée dans l'appareil.

Un second commutateur permet de faire varier la sensibilité du voltmètre et par conséquent la gamme de puissance couverte par l'appareil.

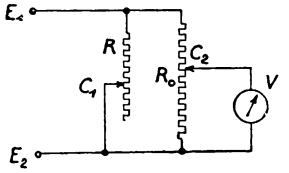


FIG. XI-20.

— Dans le wattmètre de la figure *XI-20,* l'appareil se compose d'une simple résistance R réglable, d'une façon continue ou par plots, par le jeu du commutateur C_1. En parallèle sur R est connecté un potentiomètre de résistance constante R_0 dont le curseur C_2 règle la tension d'attaque du voltmètre V. Le curseur C_2 est jumelé mécaniquement avec le curseur C_1 de telle sorte que, pour toutes les positions de C_1, donc pour toutes les valeurs de la résistance du wattmètre, la tension aux bornes du voltmètre reste constante pour une même puissance P absorbée.

Mesure des bruits. — Les bruits sont constitués par l'ensemble des courants parasites qui se superposent au signal utile à la sortie d'un récepteur et qui subsistent seuls quand on supprime le signal utile. Pour les évaluer, il suffit donc de mesurer leur puissance à l'aide d'un wattmètre de sortie après avoir éteint le signal utile. A cet effet, on dispose de deux moyens usuels :

a) couper complètement le signal à l'entrée du récepteur ;

b) supprimer la modulation du signal à l'entrée en laissant subsister sa porteuse.

On utilise l'une ou l'autre de ces deux solutions suivant le but poursuivi. En règle générale, comme la porteuse intervient dans le niveau du bruit de fond, il est d'usage de couper seulement la modulation et d'*effectuer la mesure des bruits en présence de la porteuse* du signal à l'entrée. Il y a exception seulement pour la mesure du bruit de fond propre du récepteur qui s'effectue obligatoirement en l'absence de porteuse.

— Les bruits étant le plus souvent le résultat d'un mélange de courants divers, la mesure au wattmètre de sortie fournit leur puissance globale ; la détermination des valeurs particulières de chaque composante des bruits est un problème complexe qui nécessite de mettre en œuvre des moyens appropriés à chaque cas particulier et qui est souvent insoluble.

— Les cas les plus courants sont les suivants :

Bruit de fond propre. — Pour mesurer le bruit de fond propre d'un récepteur, résultant en général de la superposition du souffle et du ronflement, on supprime complètement le signal à l'entrée (sans porteuse) et on connecte un wattmètre de sortie à la place de l'impédance de charge. La déviation de l'aiguille indique la puissance P_1 du buit de fond propre.

Souffle d'une porteuse. — Si l'on fait agir une onde porteuse (non modulée) accordée sur le récepteur, on constate un renforcement du bruit de fond et le wattmètre de sortie indique une nouvelle puissance $P_2 > P_1$. La différence $P_2 - P_1$ mesure le souffle de la porteuse.

Ronflements. — Les ronflements sont en général faibles et difficiles à séparer du souffle.

Dans le cas où ils sont produits dans l'amplificateur à basse fréquence, on peut supprimer le souffle en plaçant à zéro la manette de réglage de la puissance ou en coupant en un point quelconque l'amplificateur à haute fréquence, par exemple en retirant un tube. Le wattmètre de sortie indique alors la puissance des ronflements.

Si les ronflements ont leur origine dans une modulation de la porteuse, il est nécessaire d'effectuer la mesure en présence de la porteuse et en laissant en service l'amplificateur à haute fréquence. Pour séparer les ronflements des bruits de fond, il faut alors employer des filtres dont la réalisation est souvent difficile. Aussi, pratiquement, on se préoccupe rarement de mesurer séparément les ronflements.

Récepteur à super-réaction. — Dans le cas où l'on veut mesurer le signal de sortie d'un récepteur à super-réaction on est souvent gêné par les courants à la fréquence de l'oscillateur interne de découpage. Ces courants peuvent franchir les étages à basse fréquence du récepteur et venir, à la sortie, agir sur l'indicateur du wattmètre ; ils faussent alors complètement les mesures de puissance, en particulier celles du bruit de fond. Pour éliminer ces courants, on peut disposer aux bornes du wattmètre un filtre, par exemple une bobine en série avec

un condensateur, accordé sur la fréquence de découpage, qui met le wattmètre en court-circuit pour ces courants.

Mesure du signal utile. — *Cas de la téléphonie.* — Dans une liaison téléphonique l'onde incidente conserve une porteuse constante et le signal utile est caractérisé par les courants musicaux résultant de la modulation. Les bruits de fond qui se superposent au signal utile et en perturbent la réception sont ceux qui existent dans le récepteur en présence de la porteuse ; les mesures doivent donc être faites dans tous les cas en *présence de la porteuse.*

Dans le cas où le bruit de fond est faible devant le signal utile, le wattmètre de sortie, comme nous l'avons vu plus haut (p. 670), mesure pratiquement le signal utile. Il suffit donc dans ce cas, de connecter le wattmètre à la place de l'impédance de charge et de lire l'indication du voltmètre.

Si, au contraire, le bruit de fond, tout en restant faible, devient de l'ordre de grandeur du signal utile, le wattmètre mesure la puissance totale correspondant au signal utile et au bruit de fond. Pour les séparer, on opère habituellement comme suit :

a) on fait agir sur le récepteur un signal à l'entrée modulé, on règle le récepteur sur ce signal, et on mesure au wattmètre une puissance P_1 ;

b) on coupe la modulation du signal à l'entrée, *en laissant subsister la porteuse,* et on lit sur le wattmètre une nouvelle puissance P_2 qui mesure les bruits parasites, c'est-à-dire le bruit de fond.

La puissance du signal utile est alors la différence :

$$P_u = P_1 - P_2.$$

— Dans le cas où le bruit de fond devient supérieur au signal utile, ce mode opératoire perd toute précision. Pour mesurer le signal utile, il faut alors disposer entre le récepteur et le wattmètre un *filtre de bande* qui élimine ou atténue le bruit de fond sans perturber le signal utile. On est alors ramené aux cas précédents.

On emploie souvent comme filtre un simple circuit oscillant accordé sur la fréquence du signal utile (400 Hz). On peut également effectuer la mesure du signal utile seul au milieu d'un bruit de fond très intense en utilisant un *voltmètre sélectif* (chap. III, § C, 2°, p. 226).

— Une solution très efficace consiste à utiliser comme appareil de mesure un *électrodynamomètre.* L'enroulement statorique est alimenté par un courant sinusoïdal fourni par une dérivation de l'oscillateur à basse fréquence qui module le générateur étalonné ; le mélange de courants sortant du récepteur est envoyé dans la bobine mobile. Tous les courants parasites fournissent un couple moyen nul ; seule la composante utile, synchrone du champ inducteur, donne un couple moyen non nul et l'aiguille de l'électrodynamomètre dévie sous sa seule action. En réglant la phase du courant d'excitation pour amener l'aiguille à son maximum de déviation, on peut mesurer le *signal utile seul* au milieu d'un bruit de fond quelconque, même très supérieur à lui.

— Il convient de remarquer que ces diverses *méthodes sélectives* ne mesurent en réalité qu'une composante du signal de sortie, en général son terme fondamental. Si ce signal est très déformé (riche en harmoniques) ou constitué par un mélange de courants de fréquences diverses, elles ne permettent pas de mesurer la puissance totale du signal de sortie.

En pratique, il est très rare d'avoir à mesurer un signal utile en présence d'un bruit de fond supérieur ; la méthode simple, qui consiste à calculer la puis-

sance du signal utile par la différence des puissances totales mesurées avec et sans signal utile, donne alors une précision suffisante. Comme elle fournit automatiquement la puissance totale de toutes les composantes du signal utile, elle constitue en fait la méthode pratique la plus couramment utilisée.

Cas de la télégraphie en onde entretenue. — Dans le cas d'un récepteur recevant une émission télégraphique en onde entretenue, le signal utile est constitué par les courants à fréquence musicale qui résultent de la combinaison de l'onde incidente non modulée avec le modulateur interne du récepteur (modulateur à basse fréquence ou battement avec un oscillateur à haute fréquence).

D'autre part, les bruits de fond qui se superposent au signal utile sont ceux qui se produisent dans le récepteur pendant la durée du signal utile, c'est-à-dire en présence de la porteuse du signal à l'entrée.

En principe donc, sa mesure devrait s'effectuer à la sortie du récepteur comme s'il s'agissait d'un signal musical provenant de la détection d'une onde modulée. Mais une difficulté apparaît lorsqu'on veut éteindre le signal utile pour mesurer le bruit de fond. On dispose à cet effet de deux moyens, à savoir : soit couper le modulateur interne, soit couper le signal à l'entrée. Dans les deux cas, on modifie le souffle du récepteur et le bruit de fond mesuré en l'absence du signal utile est différent de celui qui existe réellement en présence de ce signal.

Il faudrait donc en toute rigueur opérer sur le récepteur en fonctionnement normal et mesurer le signal utile seul à l'aide d'un voltmètre sélectif insensible au bruit de fond. Mais cette solution se heurte en pratique à des difficultés qui le rendent difficilement utilisable :

Dans le cas où l'on utilise un modulateur à basse fréquence, elle ne permet pas de séparer le signal utile de signaux résiduels provenant d'une action parasite du modulateur interne (couplages directs avec le circuit de sortie, modulation des bruits de fond...), et elle incorpore ces signaux parasites dans le signal utile. De plus, elle ne permet de mesurer que le terme fondamental du signal utile.

Dans le cas où l'on utilise un battement à fréquence musicale avec un oscillateur à haute fréquence, le signal utile est plus pur et il n'y a pas de signaux résiduels à la fréquence du signal utile. Par contre, la fréquence du signal utile, différence des fréquences du signal à l'entrée et de l'oscillateur interne, est souvent instable et il devient très difficile de mesurer le signal de sortie à l'aide d'un filtre très sélectif nécessaire à l'élimination pratique du bruit de fond.

— On est alors conduit en pratique à revenir à la solution utilisée pour les ondes modulées et on tourne la difficulté relative à la coupure du signal utile en s'appuyant sur une approximation justifiée par les conditions d'utilisation réelle des signaux en onde entretenue. En fait ces signaux sont réservés exclusivement aux liaisons télégraphiques dans lesquelles l'onde incidente est découpée à 100 % à la cadence des signaux Morse. Pendant les silences entre les signaux, l'onde incidente est coupée et le bruit de fond se réduit aux bruits de fond propres du récepteur.

Dès lors, si l'on veut tenir compte dans les essais de l'impression de contraste entre les signaux et les silences, il faut prendre comme mesure du bruit de fond apparent celui qui existe dans le récepteur *en l'absence* de signal à l'entrée, le récepteur étant laissé par ailleurs en fonctionnement normal, modulateur en service.

En définitive, les mesures du signal utile et du bruit de fond dans le cas de la réception en *télégraphie entretenue* se ramènent aux deux opérations suivantes :

a) on fait agir sur le récepteur l'onde entretenue, on règle le modulateur pour obtenir à la sortie le signal utile normal et on mesure au wattmètre de sortie (sans filtre) une puissance totale P_1 correspondant au signal utile et aux bruits de fond ;

b) on coupe *le signal à l'entrée*, et on mesure au wattmètre la puissance P_2 des bruits de fond résiduels.

On prend pour mesure du signal utile la différence :

$$P_u = P_1 - P_2.$$

— Cette méthode incorpore dans le signal utile le souffle dû à l'action de la porteuse, lequel d'ailleurs intervient effectivement dans l'impression de contraste entre les signaux et les silences et contribue à la netteté de la manipulation.

Cas de la télégraphie en onde modulée. — Les liaisons télégraphiques en onde modulée peuvent être réalisées, soit en découpant la porteuse de l'onde émise, soit en maintenant la porteuse constante et en découpant les courants de modulation.

— Dans le premier cas les conditions de fonctionnement du récepteur sont comparables à celles qui caractérisent la télégraphie en onde entretenue. On mesure alors en général le signal de sortie en opérant comme dans le cas d'une onde entretenue, c'est-à-dire en mesurant le bruit de fond en l'absence de la porteuse.

— Dans le second cas, au contraire, le récepteur fonctionne comme s'il s'agissait d'une onde téléphonique et l'on opère comme en téléphonie en mesurant le bruit de fond en présence de la porteuse.

Mesure du rapport signal/bruit. — A puissance donnée du signal utile, la qualité pratique ou pureté de la réception est d'autant meilleure que le bruit de fond est plus faible, et inversement. Le rapport des *puissances* correspondant au signal utile et au bruit de fond, dénommé couramment « *rapport signal/bruit* », est donc caractéristique de la pureté des signaux reçus. On l'évalue en principe en *décibels*.

Sa détermination se déduit immédiatement par le calcul des mesures de puissance du signal utile S et du bruit de fond B. La première mesure donne la valeur P_1 de la puissance totale $S + B$; la seconde fournit la valeur de puissance P_2 du bruit de fond B seul. On en déduit :

$$\frac{S}{B} = \frac{P_1}{P_2} - 1.$$

— Dans l'exécution des mesures courantes, nécessitant la mesure du rapport signal/bruit, il est commode d'utiliser un dispositif expérimental qui permette de déterminer ce rapport par lecture directe sur un cadran étalonné. La figure *XI-21* donne un exemple de réalisation et d'utilisation simples. En parallèle sur la résistance de charge d'un wattmètre de sortie usuel, par exemple du type de la figure *XI-19*, on connecte un potentiomètre de résistance totale constante ρ et composée de deux résistances en série, soit :

a) une résistance fixe r_0 ;

b) une résistance également fixe dont un curseur C permet d'utiliser une fraction variable r.

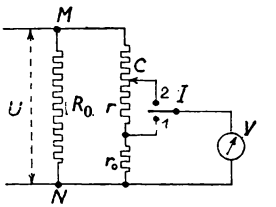


FIG. XI-21.

Le voltmètre de mesure V est connecté, par le jeu d'un inverseur I, soit aux bornes de r_0 (position 1), soit aux bornes de l'ensemble $r + r_0$ (position 2).

— La mesure comporte alors les opérations suivantes, en désignant par S la puissance du signal utile et par B celle du bruit de fond :

a) On fait agir sur l'appareil le signal de sortie complet $S + B$ qui produit, aux bornes $M\,N$ de la résistance de charge, une tension efficace :

$$U_1 = \sqrt{R(S + B)}$$

en désignant par R la résistance équivalente à R_0 et ρ en parallèle, et l'on place le commutateur I sur sa position 1.

Le voltmètre V indique alors une tension :

$$V_1 = \frac{r_0}{\rho} U_1 = \frac{r_0}{\rho}\sqrt{R(S + B)}. \tag{1}$$

b) On coupe le signal utile ; le bruit de fond, qui subsiste seul, crée entre les bornes $M\,N$ une tension efficace :

$$U_2 = \sqrt{RB}.$$

En plaçant le commutateur I sur sa position 2, le voltmètre indique une tension :

$$V_2 = \frac{r + r_0}{\rho} U_2 = \frac{r + r_0}{\rho}\sqrt{RB}. \tag{2}$$

— En réglant la position du curseur C, on peut faire en sorte que les deux tensions V_1 et V_2 soient égales, auquel cas le voltmètre V conserve la même position dans les deux opérations.

On en déduit, en égalant les deux expressions 1 et 2 :

$$\frac{S + B}{B} = \left(\frac{r}{r_0} + 1\right)^2$$

ou :

$$\frac{S}{B} = \left(\frac{r}{r_0} + 1\right)^2 - 1.$$

On peut alors graduer le potentiomètre r en valeur du rapport $\frac{S + B}{B}$ ou du rapport $\frac{S}{B}$ et, après tarage, effectuer par lecture directe la mesure du rapport « *signal/bruit* ».

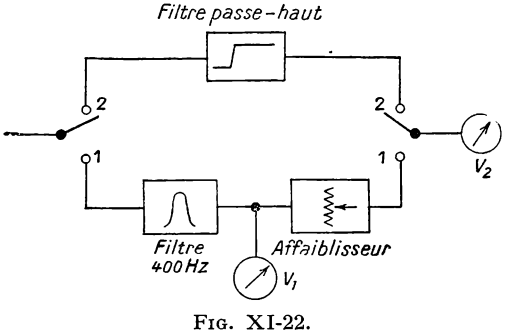


FIG. XI-22.

Pour faciliter la manœuvre du commutateur I et la rendre automatique, on peut constituer ce commutateur par un relais à deux positions commandé par le commutateur du générateur à l'aide duquel on coupe le signal utile, modulation ou porteuse suivant le type de mesure.

— Une autre solution [1] est indiquée sur la figure *XI-22*. Elle utilise deux voies de mesure comportant : l'une un filtre à 400 Hz qui permet de mesurer

[1] Commission électrotechnique internationale. Mesures sur les récepteurs radiophoniques pour émissions de radiodiffusion à modulation d'amplitude. Publication 69.

le signal utile (terme fondamental) seul ; l'autre un filtre passe-haut qui permet de mesurer le bruit seul en éliminant le ronflement.

La mesure comporte trois opérations :

a) On place les deux commutateurs sur leur position 1 et on lit le signal utile sur le voltmètre V_1.

b) On place les commutateurs sur les positions 2 en même temps qu'on supprime le signal utile, et on repère le bruit de fond sur le voltmètre quadratique V_2.

c) On place à nouveau les commutateurs sur 1, en rétablissant le signal utile, et on ajuste l'affaiblisseur pour ramener V_2 sur la graduation repérée en *b*. L'étalonnage de l'affaiblisseur donne alors directement la valeur du rapport signal/bruit.

— L'ensemble de mesure, schématisé sur la figure *XI-22*, est connecté en parallèle sur l'impédance de charge d'un wattmètre de sortie usuel. Ses caractéristiques sont choisies de façon à ne pas modifier la valeur de cette impédance de charge.

Filtre psophométrique. — Les divers wattmètres de sortie examinés ci-dessus sont en principe apériodiques ; ils conservent une sensibilité constante pour toutes les composantes des divers signaux de sortie, utiles et parasites.

Dans certains cas, en particulier dans celui des récepteurs radiophoniques alimentant un haut-parleur ou un casque téléphonique, il est nécessaire d'affecter les diverses composantes des signaux de sortie d'un coefficient de pondération, fonction de leur fréquence et tel que la sensibilité relative du wattmètre pour ces diverses composantes soit comparable à celle d'une oreille moyenne. Faute de cette précaution, la mesure du rapport signal/bruit par le wattmètre fournit un résultat sans rapport avec l'impression subjective d'un auditeur, en particulier en ce qui concerne les ronflements à très basses fréquences pour lesquels la sensibilité de l'oreille est très réduite.

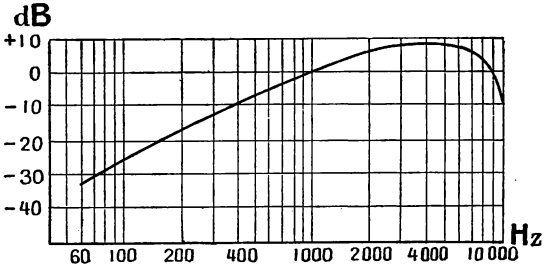


FIG. XI-23.

— Pour rétablir la concordance entre les résultats de mesure au wattmètre et les impressions subjectives des auditeurs, on intercale, entre l'impédance de charge et le voltmètre quadratique de mesure, un réseau filtrant, appelé *filtre psophométrique*, qui a pour effet de faire varier la sensibilité du voltmètre en fonction de la fréquence suivant une loi comparable aux courbes de Fechner. Ce filtre peut avoir une constitution quelconque pourvu qu'il satisfasse aux deux conditions fondamentales suivantes :

a) sa courbe de réponse en fonction de la fréquence doit correspondre à une courbe de Fechner.

b) Son impédance d'entrée doit être suffisamment grande pour ne pas perturber pratiquement la valeur de l'impédance de charge du wattmètre.

— Dans ce cas, l'étalonnage du wattmètre doit être effectué à la fréquence du signal utile, en principe 400 ou 1 000 Hz, qui constitue la fréquence de référence.

— Pour les usages radiophoniques courants, on adopte en général la courbe de réponse normale (1) de la figure *XI-23*.

Ordres de grandeur usuels. — La puissance du signal utile et le niveau de bruit à la sortie d'un récepteur varient dans de très grandes limites suivant le type de l'appareil d'utilisation et la nature des liaisons réalisées.

— Dans le cas d'un récepteur téléphonique fonctionnant sur haut-parleur, la puissance mise en jeu est de l'ordre de 50 mW dans un petit haut-parleur d'appartement ; elle peut s'élever à plusieurs watts ou dizaines de watts dans les grands haut-parleurs de plein air. Le bruit de fond commence à devenir appréciable lorsque le rapport signal/bruit devient de l'ordre de 26 dB (rapport d'amplitude = 20 ; rapport de puissance = 400). Dans le cas d'une réception de haute qualité il peut atteindre 30 à 40 dB ; à 20 dB ou moins le brouillage dû au bruit de fond devient gênant.

— Dans le cas des réceptions télégraphiques sur casque, les puissances sont notablement plus faibles et l'on admet couramment des niveaux de bruits relativement plus intenses.

Les ordres de grandeur couramment admis pour une réception télégraphique ou téléphonique sur casque peuvent se résumer comme suit :

		Signal utile milliwatts	Rapport signal/bruit décibels
Télégraphie	au sol	0,01 à 0,1	0 à 5
	en avion	1	10
Téléphonie	au sol	1 à 5	15
	en avion	30 à 40	20

Normalisation. — Jusqu'ici, la normalisation du signal de sortie a été moins poussée que celle du signal à l'entrée et surtout que celles des antennes fictives ; elle se trouve limitée au seul cas des récepteurs de *radiodiffusion* fonctionnant *en téléphonie* sur petits haut-parleurs. On admet alors comme caractéristiques normales du signal de sortie les valeurs suivantes :

fréquence : 400 Hz ou 1 000 Hz (fréquence de modulation du signal normal à l'entrée) ;
puissance : 50 mW ;
rapport *signal/bruit* : supérieur ou égal à 26 dB ;
niveau du bruit de fond : inférieur ou égal à 0,125 mW.

Dans certains cas, on admet un rapport signal/bruit de 20 dB, et par suite un bruit de 0,5 mW.

Dans le cas de la *réception télégraphique*, on admet un rapport signal/bruit de 10 dB.

(1) Filtre psophométrique type Radiodiffusion. Comité Consultatif International Téléphonique (C. C. I. F)., Tome IV. — Genève, Octobre 1954,

Ces caractéristiques correspondent à un signal de bonne qualité et de niveau relativement faible pour lequel, avec les récepteurs usuels, le régulateur automatique de gain est encore peu actif le plus souvent. Nous verrons plus loin que cette condition est fondamentale pour l'exécution de certains essais, par exemple pour les mesures de sélectivité ; le choix d'un signal de sortie plus élevé amènerait le fonctionnement du régulateur automatique de gain et donnerait lieu à des variations des caractéristiques du récepteur en fonction du niveau et de la fréquence du signal à l'entrée.

6° Mesure des écarts de fréquence.

Pour certains essais, en particulier pour le relevé des courbes de sélectivité, il est nécessaire de réaliser des petits écarts *connus* de la fréquence porteuse du signal à l'entrée, de part et d'autre de la fréquence nominale de l'essai sur laquelle est accordé le récepteur. L'évaluation de ces petits écarts par différence des lectures à partir de l'étalonnage gravé sur le cadran de réglage en fréquence du générateur, et même à partir d'une courbe d'étalonnage soignée, risque d'être entachée d'erreurs importantes ; il est alors indispensable d'effectuer leur mesure directement par un procédé physique.

— Une méthode assez commode en pratique consiste à faire battre l'onde à régler avec une onde auxiliaire à fréquence fixe, préalablement réglée sur la fréquence nominale de l'essai, et à mesurer la fréquence du battement.

On peut par exemple utiliser comme source auxiliaire de référence un second générateur du même type que le générateur principal. On couple les deux générateurs par leurs prises à 1 V sur un circuit mélangeur et on mesure la fréquence du battement à l'aide d'un fréquencemètre à lecture directe, d'un type quelconque décrit au chapitre III, § C 2°, p. 228, connecté à la sortie du mélangeur, ou encore à l'aide d'une figure de Lissajous.

— Pour éviter les fuites des générateurs, le mélangeur et le fréquencemètre à lecture directe doivent être aménagés dans un coffret blindé relié aux générateurs par des connexions également blindées. En outre, pour éviter les réactions parasites entre les deux générateurs, il est nécessaire de découpler avec soin les circuits de liaison de ces générateurs avec le mélangeur, par exemple en intercalant sur chacun d'eux des étages de couplage par tube électronique apériodique.

On peut facilement par ce procédé mesurer des écarts de fréquence entre 100 et 20 000 Hz avec une précision de quelques centièmes.

— Dans le cas où l'on ne dispose pas de l'appareillage mélangeur, on peut obtenir des résultats comparables en faisant agir le générateur auxiliaire sur les étages à fréquence porteuse ou à fréquence intermédiaire du récepteur, *avec un niveau assez faible* pour ne pas perturber son fonctionnement, et en mesurant la fréquence du battement à la sortie du récepteur.

Cette solution peut toutefois troubler la mesure et présente l'inconvénient de ne permettre de mesurer que les petits écarts de fréquence compatibles avec la bande passante du récepteur, soit quelques milliers de hertz au maximum.

7° Montages d'essais.

Mesures à un seul signal. — Dans la plupart des essais usuels, on se contente de faire agir sur le récepteur en essais un générateur unique, schématisant un émetteur simple, et on étudie le comportement du récepteur quand on fait

varier la fréquence, le niveau et les caractéristiques du signal produit par ce générateur unique. En outre, dans la presque totalité des cas, le récepteur à essayer fonctionne sur antenne.

Le montage d'essais prend donc l'une des formes schématiques représentées sur la figure *XI-5 a* ou *b*, suivant que l'entrée du récepteur est dyssymétrique ou symétrique. Le plus souvent d'ailleurs, en partie à cause du fait que les générateurs usuels ont un pôle à la masse (affaiblisseur à résistances), on utilise de préférence le montage dyssymétrique (fig. *XI-5 a*, p. 658).

Sauf indication particulière, on utilise en Z_a comme antenne fictive *l'antenne normale universelle* représentée sur la figure *XI-9*. Le montage pratique le plus courant affecte alors l'aspect de la figure *XI-24*. Dans ce qui suit, sauf indication contraire explicite, nous le considérerons comme le *montage type normal* servant de base à tous les essais à un seul signal sur antenne. L'emploi d'une antenne blindée reliée au générateur par un câble blindé de longueur suffisante permet d'éloigner le générateur et le récepteur et de rendre *très courtes* les connexions non blindées au récepteur, toutes précautions favorables à l'élimination des inductions parasites.

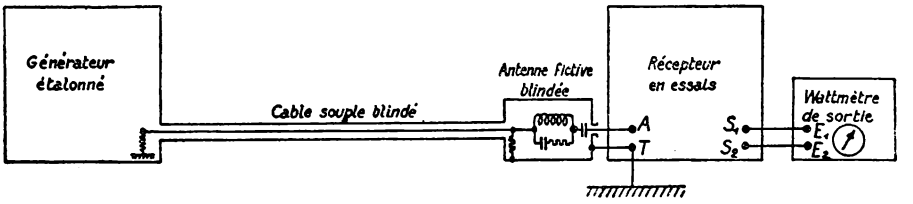


FIG. XI-24.

Mesures à deux signaux. — L'emploi d'un signal unique à l'entrée permet une analyse des propriétés linéaires des divers circuits du récepteur, mais il ne permet pas de reproduire en laboratoire, donc d'étudier, les phénomènes plus complexes, tels que la transmodulation ou l'étouffement, qui apparaissent lorsque le récepteur se trouve soumis à l'action de deux ondes incidentes agissant simultanément.

Pour reconstituer des conditions de fonctionnement comparables, il faut faire agir simultanément sur le récepteur deux générateurs étalonnés schématisant : l'un le signal utile constant, l'autre un signal brouilleur dont on fait varier les caractéristiques pour étudier les perturbations qui en résultent dans la réception du signal utile. Les essais à deux signaux sont donc en fait des *essais de brouillages*.

— Comme la liaison des générateurs au récepteur s'effectue par l'intermédiaire de l'antenne fictive, le problème pratique qui se pose pour les essais à deux signaux est celui de l'attaque d'une même antenne fictive par deux générateurs de telle sorte que :

a) l'impédance de l'antenne fictive aux bornes du récepteur ne soit pas modifiée ;

b) chaque générateur agisse sur l'antenne fictive comme s'il était seul, le courant résultant étant la somme des courants dus à chacun d'eux ;

c) les étalonnages des générateurs, plus particulièrement en ce qui concerne les niveaux de sortie, ne soient pas perturbés ou puissent être facilement déduits des lectures sur les cadrans des générateurs.

— Le montage ne présente aucune difficulté de principe si l'on dispose *au moins*

d'un générateur à circuit de sortie isolé de la masse, par exemple un générateur muni d'un affaiblisseur à transformateurs. Il présente alors l'aspect de la figure *XI-25* sur laquelle les deux générateurs sont simplement connectés en série dans le circuit de l'antenne fictive, l'un des générateurs *A* ayant un pôle à la masse et l'autre *B* son circuit de sortie isolé pour ne pas produire le court-circuit du premier. Chacun des générateurs conserve alors un fonctionnement autonome et les étalonnages des niveaux de sortie ne sont pas perturbés. Le seul risque de troubles qui subsiste, et auquel il faut veiller, résulte de la capacité à la masse γ du bobinage de sortie du générateur *B*; cette capacité shunte en effet le circuit de sortie du générateur *A* et pourrait perturber le niveau du signal de sortie si elle devenait trop forte. Pratiquement, étant données les faibles valeurs de la résistance de sortie et de la capacité γ des générateurs usuels, ce risque est peu à craindre.

— Les rôles respectifs des deux générateurs sont indifférents *a priori*, chacun d'eux pouvant, au choix, jouer le rôle de signal utile ou de brouilleur. Cependant, dans le cas accidentel où le générateur *B* comporterait une mise à la masse ou un blindage imparfaits et où des effets de mains seraient à craindre, la capacité du corps de l'opérateur venant se connecter en parallèle sur la capacité γ, il serait préférable d'utiliser le générateur *B* comme signal utile et de réserver au générateur *A* le rôle du brouilleur sur lequel, en cours de mesure, on est appelé à effectuer pratiquement tous les déréglages.

L'impédance Z_a de l'antenne fictive peut avoir au choix l'une quelconque des formes correspondant à une antenne dyssymétrique (fig. *XI-9*).

— Si l'on ne dispose pas de générateur ayant un circuit de sortie isolé, par exemple si l'on n'a à sa disposition que deux générateurs munis d'affaiblisseurs

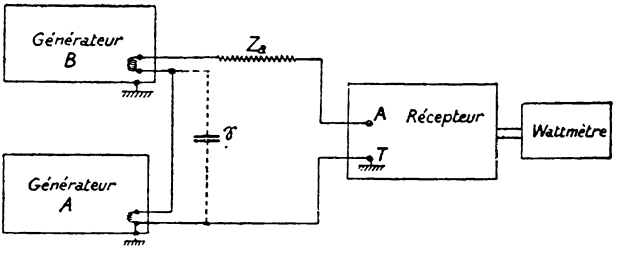


FIG. XI-25.

à résistances, le montage de la figure *XI-25* est irréalisable, sauf dans le cas où l'un des générateurs peut être alimenté sur batteries d'accumulateurs. Dans ce cas, on connecte en *B* le générateur sur batteries et on isole soigneusement de la masse le blindage de ce générateur ainsi que toutes ses batteries d'alimentation. On est alors ramené au cas précédent à cette seule différence près que la capacité γ est constituée par la capacité à la masse du blindage et des sources du générateur *B* et peut devenir importante. En outre, les effets de main peuvent devenir gênants et il est prudent de maintenir le générateur *B* dans son rôle de signal utile constant sur lequel on n'a à effectuer aucun réglage en cours de mesures.

— Le plus souvent on ne dispose que de deux générateurs dont un pôle est obligatoirement à la masse et on est conduit à utiliser un montage dans lequel les deux générateurs sont connectés en parallèle.

Cette mise en parallèle n'est possible que si l'on a défini avec précision l'impédance de sortie de chaque appareil, de façon à pouvoir assimiler l'ensemble à un générateur unique dont on peut facilement évaluer, par l'application du théorème de Thévenin, l'impédance résultante et la force électromotrice équivalente correspondant à chaque générateur.

Dans le cas où l'on utilise les antennes représentées sur la figure *XI-9* dont la caractéristique essentielle est de définir nettement l'impédance du générateur, la difficulté ci-dessus disparaît. Rien ne s'oppose alors à ce qu'on connecte deux générateurs en parallèle sur une même antenne fictive sous la seule réserve de choisir les résistances de compensation R de telle sorte que l'ensemble conserve une valeur de 80 Ω. Le montage affecte dans ce cas l'aspect de la figure *XI-26 a* et utilise une antenne fictive aux caractéristiques habituelles. Si les deux résistances R sont égales, les forces électromotrices apparentes des générateurs sont

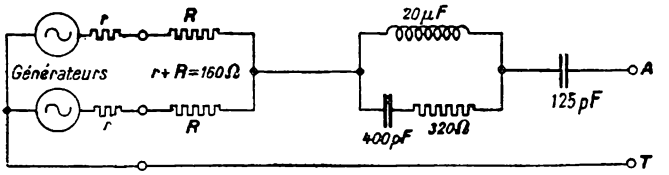


FIG. XI-26 *a*.

toutes deux divisées par deux. Mais il est possible, en adoptant des résistances R appropriées sur chaque circuit, de donner au rapport de réduction des valeurs différentes pour les deux générateurs. On peut alors obtenir un signal faible et un signal fort, ce qui peut rendre des services pour l'étude des brouillages.

— Enfin, dans le cas où l'on veut alimenter un récepteur, d'impédance d'entrée pratiquement résistante R, à l'aide de deux générateurs d'impédance de sortie également de valeur R, en réalisant *l'adaptation* simultanément pour le récepteur et pour chacun des deux récepteurs, on peut réaliser la liaison à l'aide d'une étoile de 3 résistances $r = \frac{R}{3}$, comme indiqué sur la figure *XI-26 b*. Ainsi que

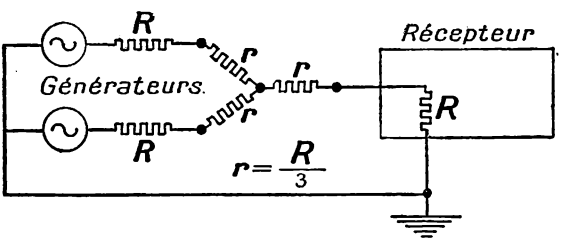


FIG. XI-26 *b*.

dans le montage précédent, la *force électromotrice équivalente*, pour chacun des deux générateurs, est égale à la *moitié du signal de sortie* lu sur les cadrans gradués

Ce dispositif peut être utilisé pour connecter ensemble un nombre quelconque n d'appareils, ayant même impédance de sortie ou d'entrée, de telle sorte que l'adaptation soit réalisée pour chacun des n appareils. Dans ce cas, la liaison est effectuée par une étoile à n branches égales de résistance :

$$r = R\frac{n-1}{n+1}.$$

Liaison des masses. — Comme pour tous les essais à haute fréquence, les liaisons à la masse jouent un rôle important. Ce rôle est encore accentué dans le cas présent du fait qu'on utilise un récepteur, c'est-à-dire un appareil très sensible susceptible d'être influencé par tous les courants parasites, même très faibles, qui circulent dans les connexions de masse. Il faut donc réaliser toutes les liaisons de masse avec beaucoup de soin par des connexions courtes et de large surface ; de plus, il faut veiller à conserver à tous les blindages leur véritable rôle *d'écrans électromagnétiques* et éliminer méthodiquement tous les courants de circulation susceptibles de se fermer par un circuit de masse, donc susceptibles de réaliser des couplages parasites entre les divers éléments des montages d'essais.

Dans le cas d'un montage développé, il est souvent commode de *recouvrir tout le banc d'essais par une feuille métallique* en liaison directe avec la cabine blindée et de relier directement tous les blindages à cette feuille. Une autre solution très recommandable, surtout sur les ondes très courtes, consiste à *concentrer toutes les masses* en un point unique. Dans le cas du montage de la figure *XI-24*, par exemple, on arrive aisément à ce résultat en entourant soigneusement le générateur, le câble de liaison et l'antenne fictive par un blindage efficace et *continu*, mais *isolé de la masse* du banc d'essais (parois de la cabine blindée), et *relié seulement à cette masse* par une connexion aussi courte que possible *au point de jonction avec la borne « terre »*, c'est-à-dire au châssis *du récepteur*.

C. — MESURES USUELLES

1° Introduction.

Ainsi que nous l'avons vu plus haut (chap. XI, p. 620) le nombre des essais réalisables sur un récepteur est tel que, en pratique, on est obligé de se limiter à un choix judicieux et *restreint*, établi de façon à caractériser les principales fonctions du récepteur avec le minimum d'essais possible.

— Même avec cette restriction le nombre des essais indispensables ou simplement utiles reste très grand et les normes d'essais, qui ont été publiées pour codifier les modes opératoires correspondants, constituent des encyclopédies importantes.

— Bien entendu, dans cet ouvrage qui vise seulement à dégager la philosophie des problèmes traités, nous n'essaierons pas d'examiner toutes les mesures retenues par les spécialistes. *Nous nous limiterons systématiquement au cas simple du récepteur de radiodiffusion*, c'est-à-dire d'un récepteur fonctionnant sur antenne et destiné à recevoir seulement des *ondes modulées en amplitude*.

En outre, dans ce cadre restreint, *nous n'envisagerons que les mesures fondamentales* en prenant pour guide le projet de normalisation proposé en 1939 par la Société des Radioélectriciens [1] et qui constitue encore actuellement le thème habituel des essais pratiques usuels.

[1] *L'Onde électrique*, mars 1938 à décembre 1939.

Pour le complément, il conviendra de se reporter aux normes spécialisées (1).

Nous admettrons en outre implicitement que le générateur étalonné à l'aide duquel on réalise le signal à l'entrée est un appareil *parfait* exempt des défauts signalés au § B 2°, p. 653 et que le signal à l'entrée est, suivant les cas, soit une onde entretenue sinusoïdale pure, soit une onde entretenue à modulation sinusoïdale d'amplitude, de taux connu et *sans modulation de fréquence.*

Les méthodes d'essais envisagées peuvent s'étendre bien entendu sans grand changement au cas de récepteurs fonctionnant sur cadre ou prévus pour recevoir des ondes entretenues. Chemin faisant nous signalerons les particularités relatives aux mesures en ondes entretenues.

— Nous adopterons systématiquement comme *montage type* servant de base à toutes les mesures : celui de la figure *XI-24* pour les *essais à un seul signal* et celui de la figure *XI-26-a* pour les *essais à deux signaux.*

Nous ne ferons *a priori* aucune hypothèse particulière sur les divers réglages du récepteur, tels que sélectivité variable, tonalité, etc., étant entendu que les essais décrits ci-après doivent être repris pour chaque position des organes de réglage correspondants lorsque la manœuvre de ces organes est susceptible d'influencer les résultats des mesures.

2° Mesures de sensibilité (2).

Sensibilité maximale. — On réalise le montage de la figure *XI-24* et on connecte à la sortie du récepteur un wattmètre de sortie mesurant la puissance du signal de sortie dans l'impédance normale définie comme il a été dit plus haut (§ B, 5°, p. 671).

On règle le générateur étalonné sur la fréquence choisie pour la mesure et on module l'onde émise à 400 Hz et à 30 % de façon à produire dans l'antenne fictive un *signal à l'entrée normal* (§ B 4°, p. 663).

On accorde le récepteur sur ce signal et on *pousse au maximum les manettes de réglage de la sensibilité et de la puissance.*

Enfin, on ajuste le niveau du signal à l'entrée de façon à amener le *signal à la sortie* à sa valeur normale de 50 mW (§ B 5°, p. 678).

— Si le *bruit de fond est négligeable,* la puissance mesurée par le wattmètre de sortie correspond à celle du signal utile. Dans ces conditions, la *sensibilité du récepteur* (2) est mesurée par la valeur du signal à l'entrée lue sur les graduations étalonnées du générateur.

En général, on l'évalue directement en *microvolts.*

Ce mode d'évaluation présente l'inconvénient de fournir un chiffre qui varie en sens inverse de la qualité à mesurer, la sensibilité étant d'autant meilleure que le signal à l'entrée est plus faible et inversement. Pour remédier à cette contradiction on évalue quelquefois le signal à l'entrée, donc la sensibilité, en décibels *au-dessous* de 1 V.

(1) Règles d'établissement des récepteurs radiophoniques raccordés à un réseau de distribution. Norme française (U. T. E.) : NF C 122.
— Règles d'établissement des récepteurs radiophoniques fonctionnant sur batteries : U.T.E. C 92-120.
— Essais radioélectriques des récepteurs professionnels. Spécification unifiée C.C.T.U 34. 3 juin 1948.
— Normalisation des méthodes de mesure des récepteurs radiophoniques pour les émissions de radiodiffusion à modulation d'amplitude. Commission électrotechnique internationale. Publication 69.

(2) Définition de la sensibilité, ch. XI, § A 2°, p. 629.

— Si le *bruit est important*, on *mesure le signal utile seul* en incorporant au wattmètre un filtre éliminant le bruit de fond ou en effectuant la mesure à l'aide d'un voltmètre sélectif. La sensibilité est mesurée par la valeur du signal à l'entrée qui amène à 50 mW la puissance du signal utile, *quel que soit par ailleurs le niveau du bruit de fond* que l'on néglige systématiquement.

— Si le bruit de fond est très intense, il peut couvrir le signal utile et le rendre pratiquement inutilisable pour un usage réel. Dans ce cas la sensibilité maximale n'a plus aucune signification ; on lui substitue en général, de façon à se rapprocher davantage des conditions de travail réel, la mesure de la sensibilité utilisable (§ A 2°, p. 630).

Sensibilité utilisable en téléphonie. — Le cas de la téléphonie est dominé par le fait que l'*onde porteuse du signal à l'entrée conserve une valeur constante*, ce qui a pour conséquence pratique que la mesure du bruit de fond doit être effectuée en présence de la porteuse en coupant seulement la modulation (§ B 5°, (p. 673).

En outre, on est conduit à admettre un *rapport « signal/bruit » élevé* que l'on fixe en principe pour les essais à 26 dB (B 5°, p. 678).

— Le dispositif expérimental est le même que celui qui vient d'être décrit pour la mesure de la sensibilité maximale, le signal à la sortie étant mesuré par un wattmètre *sans filtre ou mieux avec filtre psophométrique.*

— Les mesures comportent *en principe* les opérations suivantes :

a) On *pousse à fond les manettes* de réglage du *gain* et de la *puissance* et on ajuste le niveau du signal à l'entrée de façon à amener l'aiguille du wattmètre sur le repère correspondant à 50 mW, c'est-à-dire à obtenir à la sortie du récepteur un signal total (signal utile + bruit) de 50 mW.

b) On *coupe la modulation* du générateur, *sans modifier la valeur de sa porteuse* ni aucun autre réglage du générateur et du récepteur, et on note le niveau de bruit de fond indiqué par le wattmètre.

Si ce niveau est inférieur à celui du signal total dans un rapport supérieur à 26 dB (§ B 5°, p. 678), soit à 0,125 mW, on admet que le signal utile coïncide pratiquement avec le signal total et on adopte, pour chiffrer la sensibilité, la valeur lue sur le générateur étalonné.

Dans ce cas, la sensibilité utilisable coïncide avec la sensibilité maximale.

c) Si le niveau du bruit dépasse la limite tolérée (26 dB en dessous de 50 mW, soit 0,125 mW), on *réduit le gain* du récepteur de façon à réduire le bruit de fond. Puis, en agissant sur le générateur, on *augmente le niveau du signal à l'entrée* de façon à ramener l'aiguille du wattmètre sur son repère 50 mW..., et, comme le bruit de fond est en général variable avec le niveau de la porteuse, on recommence l'opération plusieurs fois de suite par approximations successives jusqu'à ce que l'on obtienne simultanément une puissance de sortie totale (signal utile + bruit), c'est-à-dire pratiquement un signal utile, de 50 mW et un bruit de fond en l'absence de la modulation de 0,125 mW.

La valeur du signal à l'entrée, lue sur le générateur étalonné lorsque ces *deux* conditions sont satisfaites, mesure la sensibilité utilisable du récepteur.

— Au point de vue des modalités d'application pratique, il y a lieu de distinguer deux cas suivant que le récepteur est muni ou non d'un régulateur automatique de gain.

Cas du réglage manuel de gain. — Le récepteur possède alors en général deux organes de réglage manuel, l'un agissant sur le gain, l'autre sur la puissance. L'une et l'autre de ces manettes agissent sur l'amplification globale

du récepteur, donc sur le bruit de fond, si bien que, *a priori*, on pourrait utiliser l'une ou l'autre pour diminuer le bruit de fond.

— Si l'on réduisait le bruit de fond en réduisant la puissance, on risquerait, en remontant le niveau du signal à l'entrée, de saturer le récepteur à haute fréquence et de le faire fonctionner dans des conditions telles que la mesure n'aurait plus aucun sens. A ce point de vue, il est donc préférable de *laisser la manette de puissance au maximum* et de réduire le bruit de fond en *réduisant seulement le gain.*

Il existe d'ailleurs des récepteurs qui ne possèdent qu'une seule manette de réglage, agissant sur le gain dans le fonctionnement « *sans régulateur automatique* » et sur la puissance dans le fonctionnement « *avec régulateur automatique* », et pour lesquels par conséquent ce mode opératoire s'impose obligatoirement.

— Inversement, dans le cas d'un récepteur mal établi, possédant un amplificateur à basse fréquence trop poussé ou dans lequel l'organe de réglage du gain agit d'une façon excessive sur les étages à fréquence porteuse qui précèdent le changeur de fréquence, il peut se faire que, en poussant au maximum la manette de puissance et en ajustant le bruit de fond avec la manette de gain, on réduise le signal utile plus rapidement que le bruit de fond et qu'on ne puisse plus amener le rapport signal/bruit à la valeur requise de 26 dB, quel que soit le niveau du signal à l'entrée. Dans ce cas, on serait conduit à laisser *au maximum la manette de réglage du gain* et à *ajuster le bruit* de fond avec la *manette de puissance*, quitte à s'assurer que l'amplificateur à haute fréquence n'atteint pas la saturation.

Entre ces deux réglages extrêmes, qui ont l'avantage d'être simples, bien définis et facilement reproductibles mais qui comportent des aléas expérimentaux, se situe le réglage optimal qui correspond à celui que réalise un bon opérateur pour tirer de son récepteur le maximum de sensibilité. Pour l'obtenir on serait amené à *agir successivement sur les deux organes* de réglage et à rechercher par approximations successives leurs positions telles qu'on obtienne le maximum de sensibilité avec un rapport signal/bruit de 26 dB. Le réglage particulier ainsi défini correspondrait à ce qu'on a appelé la *sensibilité utilisable optimale.* Malheureusement sa détermination serait longue et délicate ; de plus, les positions correspondantes des deux manettes seraient difficiles à repérer avec certitude.

— *En pratique courante,* pour aboutir simplement et sans risques de perturbation à un réglage bien défini facilement reproductible d'un essai à l'autre ou par des opérateurs différents, il est d'usage d'adopter de préférence le premier mode opératoire. Autrement dit, on place la *manette de puissance au maximum,* ou éventuellement sur une position préalablement définie par le constructeur et bien repérée, et on *règle le bruit de fond* en agissant uniquement sur *la manette de gain.*

— Certains récepteurs superhétérodynes comportent *deux manettes de réglage manuel de gain* agissant respectivement : l'une sur l'amplificateur à haute fréquence (avant changement de fréquence), l'autre sur les étages à fréquence intermédiaire. Dans ce cas, il faut *agir uniquement sur les étages à fréquence intermédiaire* de façon à diminuer l'amplification globale avant détection sans réduire le niveau du signal à haute fréquence sur l'étage changeur de fréquence, ce qui aurait pour effet de réduire le signal utile en conservant un niveau de bruit élevé. Si, après avoir mis en position d'amplification minimale la manette de réglage de gain des étages à fréquence intermédiaire, le bruit de fond est

encore trop intense, on parfait le réglage en agissant sur le gain des étages à haute fréquence, la manette de puissance étant toujours maintenue au maximum (ou sur sa position repérée).

Cas du réglage automatique de gain. — Lorsque le récepteur possède un régulateur automatique de gain, le seul moyen dont on dispose pour diminuer la sensibilité du récepteur, donc le bruit de fond à la sortie, consiste à augmenter le signal à l'entrée de façon à faire jouer le régulateur automatique.

Le mode opératoire décrit plus haut n'est donc plus applicable et on doit lui substituer le suivant :

a) On pousse au maximum l'organe de réglage manuel de la puissance et on règle le niveau du signal à l'entrée de façon à obtenir à la sortie du récepteur le signal normal de 50 mW.

b) On coupe la modulation et on mesure le bruit de fond. S'il est supérieur à 0,125 mW, on rétablit la modulation du générateur et on augmente le niveau du signal à l'entrée du récepteur de façon à augmenter le rapport signal/bruit. Simultanément on réduit la puissance pour maintenir le signal à la sortie à sa valeur normale de 50 mW.

c) On répète ces deux opérations plusieurs fois jusqu'à ce que l'on ait simultanément à la sortie un signal utile de 50 mW et un rapport signal/bruit égal à 26 dB. On obtient ainsi simplement et automatiquement la sensibilité utilisable optimale.

Influence d'une modulation de fréquence. — Si le générateur *utilisé pour la mesure* présente de la modulation de fréquence synchrone de la modulation d'amplitude, les courants à basse fréquence produits par cette modulation parasite se superposent aux courants produits par la modulation d'amplitude et modifient accidentellement le niveau de sortie mesuré au wattmètre. La courbe de résonance apparente prend alors la forme de la courbe 3 de la figure *VII-32* (chap. VII, § C 7°, p. 462) ; le maximum du signal de sortie se produit pour une fréquence différente de celle de l'accord et a une valeur supérieure. En conséquence, si l'on se fie au maximum du signal de sortie à basse fréquence pour effectuer la mesure de sensibilité en téléphonie :

a) le récepteur n'est pas réglé sur la fréquence de la porteuse ;

b) le signal de sortie en présence de la modulation est plus grand que sa valeur correcte à l'accord ;

c) lorsqu'on coupe la modulation, le récepteur étant déréglé, le bruit de fond est très atténué, donc le rapport signal/bruit amélioré.

— En définitive, on mesure une sensibilité *apparente* qui peut être très *supérieure* à la sensibilité réelle, mesurée avec un générateur parfait.

— Pour trouver un résultat admissible, sous réserve toutefois que la modulation de fréquence ne soit pas exagérée, il faut opérer en *accordant le récepteur au maximum de la porteuse* (accord exact), contrôlé à l'aide d'un œil cathodique ou d'un indicateur d'accord à aiguille commandé par le détecteur ; pour ce réglage seul, en effet, l'action perturbatrice de la modulation de fréquence s'annule ou devient minimale.

Influence d'un glissement de fréquence. — Avec certains générateurs usuels, surtout sur ondes courtes, le fait de couper la modulation provoque une variation de la fréquence porteuse. Dans ces conditions, lorsqu'on coupe la modulation pour mesurer le bruit de fond, on désaccorde l'onde incidente et on provoque une réduction artificielle, parfois importante, du bruit de fond. De ce fait, on est conduit à pousser la sensibilité du récepteur pour atteindre le niveau normal

de — 26 dB et on mesure une *sensibilité apparente très supérieure* à la sensibilité réelle.

Pour éliminer ce défaut, il suffit de *réajuster la fréquence du générateur* après avoir coupé la modulation de façon à se maintenir à l'accord exact du récepteur.

Sensibilité utilisable en télégraphie en onde entretenue. — Le cas de la télégraphie en onde entretenue diffère du cas de la téléphonie sur les trois points suivants :

a) L'onde porteuse est découpée à la cadence des signaux Morse et la mesure du bruit de fond est effectuée en l'absence du signal à l'entrée (§ B 5°, p. 674).

b) On admet généralement des valeurs sensiblement plus faibles pour le rapport « signal/bruit » (§ B 5°, p. 678). Pour les essais on adopte en principe un rapport signal/bruit de 10 dB, donc un bruit de fond de 5 mW pour un signal utile de 50 mW.

c) Les récepteurs comportent le plus souvent un *réglage manuel* du gain.

— Dans ces conditions, la mesure de la sensibilité utilisable en télégraphie entretenue se ramène aux opérations suivantes :

a) Le générateur est mis en fonctionnement *sans modulation* et réglé sur la fréquence de travail.

b) On accorde le récepteur sur le signal à l'entrée et on met en service le modulateur interne prévu pour la réception des ondes entretenues. Dans le cas où l'on opère par battement à haute fréquence ou à fréquence intermédiaire, on règle la fréquence du battement de façon à obtenir un signal utile à la sortie de fréquence normale, par exemple 400 Hz. Enfin, on met ou non en circuit le filtre psophométrique du wattmètre de sortie suivant l'usage auquel est destiné le récepteur.

c) On *éteint le générateur* et on *règle le gain* du récepteur de façon à obtenir à la sortie un bruit de fond de 5 mW, la manette de réglage de la *puissance* étant maintenue *au maximum*.

Si le bruit de fond n'atteint pas 5 mW lorsque la manette de réglage du gain est amenée au maximum, on laisse cette manette à son maximum.

d) On rétablit le signal à l'entrée et on règle son niveau de façon à obtenir à la sortie du récepteur un signal total de 50 mW.

e) On prend pour mesure de la sensibilité utilisable la valeur du signal à l'entrée lue sur l'étalonnage du générateur.

— Ce mode opératoire élimine les approximations successives indispensables dans le cas de la téléphonie et conduit à des manœuvres pratiques plus simples.

Sensibilité utilisable en télégraphie en onde modulée. — Le mode opératoire diffère suivant que la manipulation du signal à l'entrée est réalisée sur la modulation ou sur la porteuse (§ B 5°, p. 674). Dans le premier cas on opère comme en téléphonie mais avec un rapport signal/bruit de 10 dB, dans le second comme en télégraphie en onde entretenue.

Sensibilité à limite d'audition. — Dans le cas des récepteurs fonctionnant sur casque téléphonique, on est amené à considérer la sensibilité dite à limite d'audition qui correspond à une réception faible au casque avec un bruit de fond important.

Pour la mesurer, on opère comme pour la mesure de la sensibilité utilisable

en télégraphie en onde entretenue mais en adoptant comme signal normal à la sortie les valeurs suivantes :

Signal utile : 0,1 mW
Bruit de fond : 0,1 mW
} dans une résistance de 600 Ω.
Rapport signal/bruit = 0 dB.

Présentation des résultats. — La mesure de la sensibilité d'un récepteur est effectuée en principe pour plusieurs fréquences (par exemple trois ou cinq dont une au centre et une à chacune des extrémités) dans chacune des sous-gammes qui constituent la gamme totale d'accord et pour chacun des modes de fonctionnement prévus (téléphonie, télégraphie entretenue ou modulée). Si aucune indication particulière n'est imposée par ailleurs, on mesure en général la sensibilité utilisable sur les fréquences normales (§ B 4°, p. 663).

— Les résultats sont le plus souvent résumés sous forme d'un tableau donnant, en fonction de la fréquence du signal à l'entrée et pour les divers modes de fonctionnement, les valeurs du signal à l'entrée caractérisant la sensibilité utilisable correspondante.

Pour faciliter la vue d'ensemble, on peut les traduire par un diagramme sur lequel on porte en abscisses les fréquences ou les longueurs d'onde et en ordonnées les forces électromotrices.

Comme les mesures sont essentiellement discontinues et réduites à un nombre limité de points expérimentaux, on porte sur le diagramme les points mesurés et, pour faciliter la lecture, on relie par des segments de droite en pointillé les points correspondant aux diverses sous-gammes du récepteur (fig. *XI-27*). Comme la gamme des fréquences couvertes est en général très étendue, on utilise de préférence une échelle logarithmique pour les abscisses. On peut également utiliser une échelle logarithmique pour les ordonnées si la sensibilité du récepteur varie dans de grandes limites.

Réglage normal du récepteur. — Pour effectuer dans des conditions comparables et bien définies les divers essais d'un récepteur, il est commode de prendre comme point de départ des mesures un même réglage du récepteur, également bien défini et correspondant à un niveau assez faible pour qu'on puisse admettre que le régulateur automatique de gain, s'il existe, n'intervient pratique-

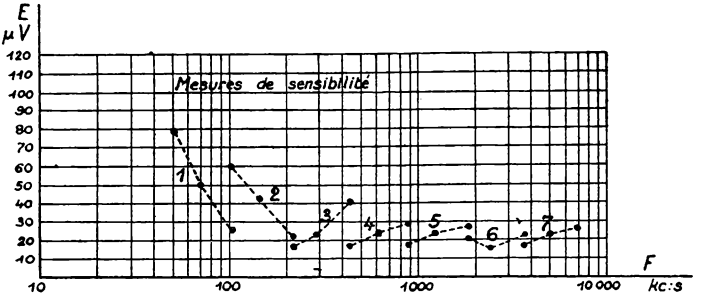


FIG. XI-27.

ment pas, mais suffisant pour obtenir un signal pur nettement dégagé du bruit de fond. On utilise en principe dans ce but le réglage correspondant à la mesure de la *sensibilité utilisable en téléphonie* qui devient alors le réglage normal du récepteur pour les essais.

Réserve d'amplification. — Pour que la mesure de sensibilité utilisable ci-dessus ait un sens pratique, il faut s'assurer que l'amplification et la puissance du récepteur sont compatibles avec sa sensibilité (§ A-2°, p. 631). Dans ce but, après avoir effectué la mesure de la sensibilité utilisable en téléphonie (§ C-2°, p. 685), on pousse au maximum l'organe de réglage de la puissance, sans modifier le niveau du signal à l'entrée, et on compare la puissance de sortie obtenue P à la puissance de référence P_0 (§ A-2°, p. 632).

— Si $P > P_0$, le récepteur comporte une réserve d'amplification mesurée par le « *facteur de suramplification* » :

$$10 \lg \frac{P}{P_0} \text{ dB}.$$

— Si $P < P_0$, le facteur de suramplification devient négatif ; le récepteur a une amplification globale insuffisante.

3° Mesures de sélectivité.

Mesures à un seul signal. — La sélectivité, telle que nous l'avons définie au § A 2°, p. 631, est le résultat de la résonance des divers circuits oscillants qui entrent dans la construction des étages à haute fréquence et à fréquence intermédiaire. Une première méthode pour évaluer la sélectivité d'un récepteur consiste donc à relever la *courbe de résonance* résultante de l'ensemble des étages sélectifs de ce récepteur.

Ce résultat peut être obtenu simplement à l'aide d'un seul signal, réglable en fréquence et agissant sur le récepteur, accordé sur une fréquence fixe, en opérant en principe comme pour le relevé de la courbe de résonance d'un circuit oscillant quelconque.

Le montage d'essais est le même que pour la mesure de la sensibilité (fig. *XI-24*).

On règle le générateur sur la fréquence nominale F_0 de l'essai et on lui fait émettre un *signal normal*, c'est-à-dire suivant les cas, un signal *entretenu* ou un signal *modulé* à 400 Hz et 30 % ; on accorde le récepteur sur le signal à l'entrée ; enfin, on ajuste le niveau de ce signal et la sensibilité du récepteur de façon à placer l'ensemble dans des conditions bien définies et reproductibles.

En principe, pour effectuer ce réglage, on met *hors service le régulateur automatique de gain*, et on fait choix d'un *signal à l'entrée assez faible* de façon à réaliser un fonctionnement bien stable du récepteur et éviter tout risque de saturation, mais assez fort cependant pour obtenir à la sortie un *signal pur* pratiquement sans bruit de fond appréciable. Le plus souvent, on adopte *a priori* les réglages correspondant à la *mesure de la sensibilité utilisable en téléphonie*, c'est-à-dire le *réglage normal du récepteur*.

On repère alors la valeur E_0 du signal à l'entrée (mesure de la sensibilité utilisable) et le signal de sortie correspondant P_0 (50 mW avec un rapport signal/bruit de 26 dB).

Cela étant, si l'on dérègle la fréquence du générateur d'une quantité connue ΔF, sans modifier l'accord du récepteur et *en maintenant constant le niveau du signal à l'entrée*, le signal à la sortie diminue et prend une nouvelle valeur $P < P_0$. Son affaiblissement $\frac{P}{P_0}$ est d'autant plus important que la sélectivité est

plus élevée, et inversement ; il pourrait caractériser la sélectivité et lui servir de mesure.

Mais, dans le cas d'un récepteur, cette technique opératoire se heurte à deux difficultés :

a) La sélectivité est en principe très élevée et le signal à la sortie diminue très rapidement pour de faibles déréglages de la fréquence du signal à l'entrée de part et d'autre de l'accord. Son niveau P devient alors trop faible pour être lu sur le wattmètre et toute mesure devient impossible.

b) Le niveau du signal dans l'amplificateur à basse fréquence varie dans des proportions considérables et, si cet amplificateur n'est pas parfaitement linéaire, l'affaiblissement $\frac{P}{P_0}$ mesuré à la sortie du récepteur n'est plus égal à l'affaiblissement réel dû à la sélectivité des circuits à haute fréquence.

— Pour tourner ces difficultés, au lieu d'opérer à niveau d'entrée constant et à niveau de sortie variable, on fait varier le niveau du signal à l'entrée de façon à *maintenir constant le signal à la sortie.*

Dans ces conditions :

a) L'amplificateur à basse fréquence, travaillant à niveau constant, fonctionne en voltmètre aux bornes du dernier étage de l'amplificateur à haute fréquence (fréquence porteuse ou intermédiaire) et la mesure fournit uniquement la réponse des étages à haute fréquence.

b) Si l'amplificateur à haute fréquence est linéaire, ce qui est admissible *a priori* étant donné le faible niveau des signaux dans ces étages, le rapport dans lequel il faut augmenter le signal à l'entrée du récepteur pour ramener à sa valeur initiale le signal à l'entrée de l'amplificateur à basse fréquence est précisément égal à l'affaiblissement de ce signal quand on maintient constant le niveau du signal à l'entrée.

c) La mesure de l'affaiblissement est alors remplacée par la mesure du renforcement du signal à l'entrée, lequel se lit sur les étalonnages du générateur. Comme le niveau de sortie de ce dernier peut varier dans une gamme très étendue, on a la possibilité de réaliser facilement des renforcements considérables et par suite d'étudier des circuits très sélectifs.

— En définitive, la mesure de la sélectivité d'un récepteur comporte les étapes suivantes :

a) On réalise le montage de la figure *XI-24* et on règle le générateur et le récepteur sur la fréquence F_0 de l'essai comme pour la mesure de la sensibilité utilisable en téléphonie. On note la valeur E_0 du signal à l'entrée et la puissance P_0 du signal à la sortie ($P_0 = 50$ mW, 26 dB).

b) *Sans modifier aucun réglage* du récepteur, en particulier sa sensibilité, on dérègle la fréquence du générateur d'une quantité ΔF que l'on peut mesurer comme il est indiqué plus haut (§ B 6°, p. 679).

c) On fait croître le niveau du signal à l'entrée jusqu'à ce que le signal à la sortie du récepteur reprenne sa valeur initiale P_0. On note la valeur E correspondante lue sur le générateur étalonné.

d) On calcule la valeur de l'affaiblissement correspondant au déréglage ΔF par la relation :

$$A = 20 \lg \frac{E}{E_0} \quad \text{décibels.}$$

e) On effectue la mesure pour diverses valeurs croissantes du déréglage ΔF

de part et d'autre de l'accord, dans toute la gamme de variations compatibles avec la bande passante du récepteur.

Choix du signal à l'entrée. — Puisque l'affaiblissement est mesuré par un rapport de deux niveaux du signal à l'entrée, le résultat est indépendant de la forme de ce signal. On peut donc en principe opérer à volonté en onde entretenue ou en onde modulée. Toutefois, en pratique, des effets secondaires peuvent venir perturber la mesure et le choix du type du signal à l'entrée n'est pas toujours indifférent.

Signal modulé. — Dans le cas d'un signal à l'entrée constitué par une onde à haute fréquence, réglable mais *stable, modulée avec un taux constant et avec une fréquence faible* devant la bande passante du récepteur, le signal de sortie à basse fréquence est proportionnel à la porteuse du signal à haute fréquence à l'entrée du détecteur. Dès lors, en travaillant à niveau de sortie à basse fréquence constant, on maintient constant le niveau de la porteuse à la sortie des étages à haute fréquence et l'affaiblissement mesuré représente bien la sélectivité de ces étages. Autrement dit, dans ce cas, on peut étudier la sélectivité d'un récepteur en utilisant comme signal à l'entrée une onde modulée et en opérant comme il est dit ci-dessus.

Mais deux causes d'erreurs importantes peuvent apparaître :

a) Si la *fréquence de modulation est trop élevée,* ou si la *bande passante du récepteur est trop étroite,* il peut arriver que, au moment de l'accord exact du récepteur sur la fréquence porteuse, les ondes latérales correspondant à la modulation sortent de la bande passante. Le maximum du signal à la sortie à basse fréquence est alors obtenu, non pas à l'accord exact sur la porteuse, mais pour deux accords légèrement différents encadrant l'accord exact. Dans ces conditions, on obtient à la sortie du récepteur une *courbe de résonance à deux pointes,* donc un dédoublement apparent de l'accord, alors qu'en réalité les étages à haute fréquence ne donnent lieu qu'à un accord simple. Autrement dit, le relevé d'une courbe de sélectivité donne l'*illusion d'un déréglage ou d'un défaut d'alignement* parfaitement illusoire.

b) Si, dans le générateur étalonné utilisé la modulation d'amplitude produit également une *modulation de fréquence* de la porteuse, on voit apparaître les phénomènes décrits au chapitre VII (§ C 7°, p. 462) et la courbe de résonance apparente à la sortie à basse fréquence du récepteur prend l'aspect de la courbe 3 de la figure *VII-32.* Là encore, la mesure de sélectivité en onde modulée donne l'illusion d'un défaut d'alignement du récepteur alors qu'en réalité le défaut provient du générateur utilisé pour effectuer l'essai.

— En conclusion, pour pouvoir relever une courbe de sélectivité en onde modulée, il faut donc *s'assurer que le générateur utilisé n'a pas de modulation de fréquence et faire choix d'une fréquence de modulation assez faible.*

Cette dernière condition a conduit à normaliser pour ces essais la fréquence de 400 Hz, suffisamment faible devant les bandes passantes des récepteurs usuels, mais cependant suffisamment grande pour permettre une amplification satisfaisante du signal par les étages à basse fréquence du récepteur. Il ne faut pas oublier toutefois que, même avec cette basse fréquence de modulation, le *dédoublement de l'accord* pourrait réapparaître si l'on avait affaire à un récepteur ayant une bande passante très étroite, par exemple un récepteur comportant une *réaction poussée.*

Signal entretenu. — Si ces deux conditions ne sont pas réalisées, il est préférable d'opérer en *onde entretenue*, ce qui fait disparaître *ipso-facto* les deux défauts que nous venons de signaler. Mais alors, la modulation étant supprimée, le signal à basse fréquence a disparu et le mode opératoire qui précède n'est plus applicable. La mise en service d'un oscillateur interne de battement ne permet pas de tourner la difficulté car la fréquence du signal de sortie, égale au déréglage ΔF de la fréquence porteuse, sort rapidement de la gamme des fréquences musicales et la loi de variation du signal de sortie est imposée presque uniquement par la réponse des étages à basse fréquence du récepteur. Tout au plus pourrait-on opérer en utilisant un modulateur interne à basse fréquence, si le récepteur en possède un, et sous réserve que la modulation obtenue réponde aux désiderata exposés plus haut dans le cas d'une onde modulée. En fait. la meilleure solution consiste à *mesurer directement le niveau de la porteuse* à la sortie du dernier étage à haute fréquence à l'aide d'un indicateur à aiguille commandé directement par le détecteur, par exemple un microampèremètre connecté en série dans la résistance de charge du détecteur. On peut ainsi éliminer toutes les causes de troubles signalées plus haut et relever réellement et sûrement la courbe de sélectivité des étages à haute fréquence. Le seul inconvénient de cette méthode réside dans la nécessité de pénétrer dans le récepteur pour y connecter un appareil de mesure extérieur. Cette opération doit être effectuée avec soin et discernement pour ne pas risquer de perturber son fonctionnement ; par exemple, dans le cas où l'on connecte un microampèremètre en série dans la résistance de charge du détecteur, il faut veiller à pratiquer la coupure du circuit au point bas de la résistance de charge, de façon que le microampèremètre et ses fils de liaison soient à la masse du récepteur.

Dans ces conditions, la mesure de la sélectivité s'effectue par le mode opératoire décrit plus haut, sous la seule réserve de prendre comme signal de sortie constant le niveau de la porteuse à l'entrée du détecteur, c'est-à-dire d'opérer en maintenant sur une position fixe l'aiguille du microampèremètre.

Bien entendu, il convient de choisir cette déviation de façon que le récepteur fonctionne avec un niveau de signal comparable à celui qui a été défini pour la mesure en onde modulée. Pour la repérer, on rétablit momentanément la modulation normale du générateur (400 Hz, 30 %) et on effectue le réglage normal du récepteur (sensibilité utilisable en téléphonie : 50 mW et 26 dB). La valeur I_0 du courant indiquée alors par le microampèremètre constitue en principe le repère qui doit servir de base à la mesure. Dans le cas où cette valeur est trop faible pour être mesurée commodément, on peut forcer *légèrement* le signal à l'entrée mais en maintenant cependant le courant I_0 dans les ordres de grandeur de la valeur repérée et sans modifier le réglage de sensibilité du récepteur pour ne pas faire croître le bruit de fond.

Particularités expérimentales. — *Détermination de la fréquence d'accord.* — Lorsque la résonance est très nette, on accorde le récepteur au maximum du signal de sortie. Lorsque l'accord est flou (bande passante large) on évalue rapidement la largeur de la bande passante et on choisit comme fréquence d'accord F_0 une fréquence voisine du centre de la bande. Un moyen commode d'effectuer ce réglage consiste à moduler le générateur à une fréquence élevée (2 000 à 4 000 Hz suivant la bande passante) et à régler l'accord au minimum du signal de sortie à basse fréquence.

Mesures des écarts de fréquence. — Les écarts de fréquence ΔF que l'on est appelé à utiliser pour relever une courbe de sélectivité sont en général faibles

par rapport à la fréquence d'accord et il est indispensable, pour les mesurer avec une précision admissible, d'avoir recours à une méthode physique du type décrit au § B 6°, p. 679. Cependant, même dans ce cas, certaines précautions et certains contrôles s'imposent d'autant plus que le récepteur étudié est plus sélectif et que l'onde de travail est plus courte.

En particulier, il faut veiller avec soin aux *dérives de fréquence* de l'*oscillateur de référence* et *du récepteur*. Lorsqu'il y a doute, il est prudent de ne jamais exécuter une longue série de mesures sans contrôle et de revenir fréquemment à l'accord pour vérifier la stabilité des réglages. Dans le cas où l'on constate une dérive, par exemple du récepteur, une bonne méthode consiste à opérer dans l'ordre suivant :

a) on accorde le générateur de mesure sur la fréquence nominale F_0 de l'essai (battement nul, fréquencemètre de déréglage à zéro), et on règle le récepteur sur cette fréquence ;

b) on effectue *rapidement* les mesures d'affaiblissement pour des déréglages progressivement croissants *d'un même côté de l'accord* ;

c) on revient à la fréquence initiale F_0 et on retouche l'accord du récepteur s'il y a lieu. Après quoi on effectue de la même façon les mesures correspondant aux déréglages de l'autre côté de l'accord.

Cette façon d'opérer permet d'effectuer les mesures correspondant aux faibles déréglages tout de suite après qu'on a réalisé l'accord du récepteur, de telle sorte que la dérive, si elle se produit au cours des diverses opérations, affecte surtout les mesures relatives aux grands déréglages et n'introduise pas d'erreur prohibitive.

— Dans le cas où la dérive serait importante, il faudrait refaire le réglage de l'accord entre chaque mesure d'affaiblissement.

— Dans le cas, enfin, où l'on ne dispose pas de fréquencemètre de battement et où l'on mesure les écarts de fréquence ΔF par différences des lectures de fréquence faites sur le cadran gradué du générateur, il faut se méfier des jeux mécaniques du condensateur. Ceux-ci donnent naissance à une irréversibilité de réglage qui peut être cause d'erreurs importantes dans l'évaluation des petits déréglages. Il est alors prudent de réaliser l'accord et les déréglages successifs en *tournant toujours le condensateur dans le même sens*.

Il est en outre recommandé d'effectuer les petits déréglages à l'aide d'un condensateur d'appoint de faible valeur.

Saturation des premiers étages. — Avec les récepteurs usuels du type superhétérodyne, réalisant des affaiblissements très importants en dehors de la bande passante, la technique opératoire à signal de sortie constant conduit à utiliser à l'entrée des signaux de niveau élevé dès qu'on s'éloigne suffisamment de l'accord. Il peut en résulter des surcharges et des saturations des premiers étages de l'amplificateur à haute fréquence et les mesures perdent toute signification. Il convient alors de limiter à une valeur raisonnable le niveau du signal à l'entrée et d'arrêter le déréglage de fréquence lorsque ce niveau est atteint. Il est indispensable en outre de *mentionner ce niveau* sur le certificat d'essai. Avec les générateurs usuels actuels, le niveau du signal à l'entrée est limité au maximum à 0,1 V et les risques de saturation sont pratiquement inexistants.

Régulateur automatique de gain. — Pour que la courbe de sélectivité relevée sur un récepteur représente effectivement les propriétés des circuits

résonnants des divers étages à haute fréquence et à fréquence intermédiaire, il faut que l'amplification des divers tubes équipant ces étages soit bien stable et constante, quelle que soit la fréquence du signal à l'entrée.

— Dans le cas où une même diode effectue simultanément la détection du signal et la commande du régulateur automatique, ce dernier n'amène pas de perturbations puisque, dès l'instant où l'on maintient constant le signal de sortie, toutes les polarisations et par suite l'amplification du récepteur conservent automatiquement des valeurs constantes. Dans ce cas, la mise hors service du régulateur ne serait pas indispensable.

— Il en va tout autrement si la détection et la commande du régulateur sont effectuées par des circuits différents, par exemple si le détecteur est attaqué par le circuit secondaire du dernier transformateur à fréquence intermédiaire et le régulateur par le primaire de ce transformateur. Dans ce cas, en maintenant constant le signal de sortie du récepteur, on applique sur le régulateur une tension qui va en croissant en même temps que le désaccord du signal à l'entrée et l'affaiblissement apparent est plus grand que celui qui résulte de la sélectivité des circuits.

— En principe donc, le régulateur automatique de gain est une cause de trouble et il convient de *le mettre systématiquement hors service* quand on relève une courbe de sélectivité. Sur beaucoup d'appareils modernes il existe un commutateur qui permet de réaliser cette mise hors service ; dans ce cas, on place le commutateur sur la position « sans régulateur automatique ».

Si l'appareil étudié ne comporte pas ce commutateur, on peut mettre le régulateur automatique de gain hors service en mettant à la masse le circuit de commande du régulateur (en respectant s'il y a lieu les polarisations prévues dans le récepteur) ou en le polarisant à l'aide d'une source extérieure. Dans le cas, enfin, où l'on ne peut pas, ou ne veut pas, mettre hors circuit le régulateur automatique de sensibilité, il est nécessaire d'effectuer les mesures avec un *niveau de signal assez faible* pour que le régulateur automatique n'intervienne pratiquement pas et de vérifier par un contrôle permanent des tensions de polarisation que cette condition est bien satisfaite, en particulier à l'accord. Le choix d'un faible niveau de signal à l'accord présente en outre l'avantage d'augmenter la gamme des niveaux réalisables avec le générateur et par conséquent de permettre l'exploration de la sélectivité dans une gamme de fréquence plus étendue. Par contre, la mesure n'a de sens que si le signal utile est cependant assez fort pour *dominer nettement le bruit de fond.* La valeur optimale du signal à adopter est donc le résultat d'un compromis; en pratique, le *réglage normal* tel que nous l'avons défini plus haut (§ C 2°, p. 689). constitue en général un repère convenable et commode. On peut également éliminer le bruit de fond à l'aide d'un filtre.

Mesure des affaiblissements. — En règle générale, la valeur de l'affaiblissement correspondant à un déréglage ΔF *se calcule* à partir des valeurs E_0 et E du signal à l'entrée pour la fréquence d'accord et pour le déréglage ΔF par la relation :

$$A = 20 \lg \frac{E}{E_0}.$$

Ce processus est obligatoirement utilisé lorsqu'on emploie un générateur étalonné seulement en valeur du niveau de sortie, évalué en microvolts, ce qui est le cas pour les générateurs usuels munis d'affaiblisseurs à résistances.

Dans le cas d'un générateur muni d'un affaiblisseur à transformateurs sinusoïdaux et fixes, ceux-ci portent également un étalonnage en décibels de l'affaiblissement ou du renforcement du signal à l'entrée (§ B 2°, p. 644). Dans ce cas, la mesure d'un affaiblissement se ramène à une simple différence des lectures faites sur les cadrans pour les deux positions de l'affaiblisseur correspondant respectivement aux valeurs E et E_0 du signal de sortie.

Recherches des points singuliers. — Dans le cas d'un récepteur comportant des circuits résonnants nombreux et complexes, la courbe de résonance peut présenter des points singuliers, pointes de résonance ou d'antirésonance, qui peuvent passer inaperçus entre les points expérimentaux si ceux-ci ne sont pas très rapprochés. Il est recommandé, avant de commencer les mesures proprement dites, d'explorer rapidement la gamme des fréquences passantes et de repérer celles qui correspondent aux points singuliers. Ceux-ci seront ensuite utilisés systématiquement comme points expérimentaux pour le relevé de la courbe de sélectivité.

Gamme d'exploration. Accords parasites. — En principe les déréglages de fréquence ΔF, de part et d'autre de l'accord, doivent être poussés aussi loin que possible dans les limites réalisables avec le générateur utilisé et compatibles avec le bon fonctionnement des étages d'entrée du récepteur. Pratiquement, avec les générateurs usuels, l'exploration est arrêtée lorsque le signal à l'entrée atteint sa valeur maximale de 0,1 V. On obtient ainsi une courbe de sélectivité qui représente la pointe de résonance principale du récepteur autour de la fréquence d'accord dans une gamme d'affaiblissements d'autant plus importante que le signal à l'accord est plus faible, donc le récepteur plus sensible. Avec les récepteurs usuels, l'affaiblissement maximal est le plus souvent de 60 à 70 dB.

Dans le cas des récepteurs superhétérodynes, comportant fréquemment des faux accords (en particulier sur la fréquence intermédiaire ou sur la fréquence image), il est recommandé d'explorer méthodiquement une gamme de fréquence étendue de façon à faire apparaître toutes les résonances parasites. Chacune de ces résonances est alors étudiée suivant le mode opératoire indiqué ci-dessus comme s'il s'agissait d'un accord normal. Toutefois, pour chiffrer la sensibilité relative du récepteur sur les faux accords par rapport à la sensibilité sur l'accord principal, on *conserve comme niveau de référence la valeur E_0 du signal à l'accord normal* et on évalue l'affaiblissement correspondant à un déréglage quelconque par la relation :

$$A = 20 \lg \frac{E}{E_0}$$

où E représente la valeur qu'il faut donner au signal à l'entrée sur la fréquence considérée pour ramener le signal à la sortie à sa valeur repérée ($P_0 = 50$ mW).

Sélectivité variable. — Lorsque le récepteur étudié comporte un dispositif de réglage de la sélectivité, on commence par relever, comme il est expliqué plus haut, la courbe de sélectivité sur la position de *sélectivité maximale* (bande étroite) et on note la fréquence d'accord F_0 et le niveau E_0 du signal à l'entrée correspondant à l'accord sur cette position.

Cela fait, *sans modifier aucun autre réglage du récepteur*, on place successivement le commutateur de sélectivité sur ses diverses positions et, pour chacune d'elles on relève à nouveau une courbe de sélectivité complète par la même

méthode, mais *en prenant toujours comme fréquence et comme niveau de référence la fréquence F_0 et le niveau E_0 relatifs à la sélectivité maximale.*

— Ce mode opératoire permet d'obtenir sur un graphique un jeu de courbes, caractéristiques du fonctionnement du récepteur pour les diverses positions du commutateur, dont les positions relatives renseignent immédiatement, par un simple examen visuel, sur la stabilité des accords et sur les sensibilités relatives (*voir* détails ci-après).

Fréquences d'essai. — En principe, pour caractériser convenablement un récepteur, il est d'usage de relever une courbe de sélectivité par sous-gamme, en général sur une fréquence normale centrale de chaque sous-gamme.

— Lorsque le récepteur étudié possède un organe de réglage de la sélectivité, et pour réduire le nombre de courbes au strict minimum indispensable, on peut par exemple relever :

a) une courbe de sélectivité complète par sous-gamme sur la sélectivité maximale (bande étroite) ;

b) une courbe de sélectivité pour chacune des positions du commutateur de réglage de la sélectivité dans quelques sous-gammes correspondant à divers modes de fonctionnement du récepteur : changement de fréquence intermédiaire, changement de type de réception, ondes longues ou ondes courtes, etc.

Dans ce cas, on utilise *comme fréquence et comme niveau de référence* la fréquence et le niveau utilisés dans la sous-gamme considérée *pour la sélectivité maximale.*

Présentation des résultats. — *Tableaux et courbes de sélectivité.* — Les résultats bruts des mesures sont constitués par les valeurs des affaiblissements mesurés pour les divers déréglages de fréquence. Ces résultats sont les seuls dont on soit certain (aux erreurs de mesure près) et qui soient réellement objectifs car, quel que soit le nombre des points relevés, on ne peut jamais garantir la loi de variation de l'affaiblissement entre deux points expérimentaux. Pour cette raison, *ils doivent seuls figurer dans un certificat d'essais,* en principe sous forme de tableaux donnant, pour chaque fréquence d'essai, les valeurs des affaiblissements correspondant aux divers écarts de fréquence réalisés.

— Toutefois, *à titre d'information auxiliaire et pour faciliter leur interprétation,* on peut adjoindre aux tableaux des *graphiques* traduisant ces résultats sous forme de courbes de sélectivité, étant bien entendu que les lignes reliant les points expérimentaux ne sont que de *simples interpolations* ne présentant aucune garantie d'exactitude. Il peut se faire en effet que, par suite d'une résonance accidentelle, la courbe réelle entre deux points expérimentaux présente une discontinuité qui ait échappé à la mesure, surtout si les points utilisés ne sont pas très rapprochés.

— Sous cette réserve fondamentale, et à condition de faire figurer les points expérimentaux, l'emploi des graphiques permet une représentation imagée et rend compte plus facilement les propriétés d'ensemble du récepteur essayé en ce qui concerne sa sélectivité.

— En principe, il y a autant de graphiques qu'il y a de fréquences d'essai. Par contre, sur un même graphique, on fait figurer toutes les courbes relevées sur une même fréquence mais pour divers réglages (sélectivité variable) ou divers modes de fonctionnement du récepteur.

On porte en *abscisses* les écarts de fréquence de part et d'autre de l'accord. Dans le cas d'un récepteur à changement de fréquence, donc à bande passante constante, on porte en général les *valeurs absolues* ΔF des déréglages, exprimées en kilohertz, sur une *échelle linéaire* (ou *logarithmique*). Dans le cas d'un récepteur à amplification directe, donc à bande passante croissante avec la fréquence, il est plus commode au contraire de porter les valeurs relatives $\frac{\Delta F}{F}$ exprimées en centièmes (%).

Les *affaiblissements* sont portés en *ordonnées* sur une *échelle linéaire* graduée en décibels vers le bas de façon que la courbe de sélectivité se présente sous la forme classique des courbes de résonance (fig. *XI-28*).

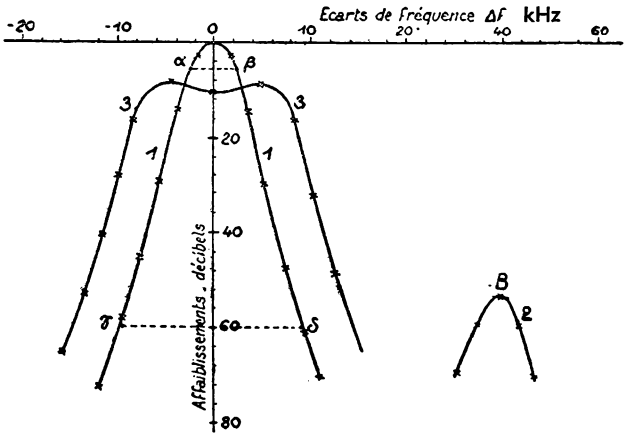


FIG. XI-28.

— Dans le cas d'un récepteur superhétérodyne présentant des faux accords, on obtient sur le graphique plusieurs pointes correspondant à la résonance sur l'accord principal et sur les accords parasites. Avec le mode opératoire exposé plus haut, les pointes auxiliaires se présentent comme l'indique la courbe 2 de la figure *XI-28*. L'abscisse de leur sommet représente l'écart de fréquence entre le faux accord et l'accord normal. L'ordonnée de leur sommet exprime de même, en décibels, la différence de sensibilité relative sur les faux accords et sur l'accord normal.

— Lorsque le récepteur comporte un organe de réglage de la sélectivité, une courbe de sélectivité sur bande large prend l'aspect de la courbe 3 de la figure *XI-28*. Son centrage par rapport à la pointe relative à la bande étroite (courbe 1) exprime la stabilité de l'accord du récepteur sur ses deux réglages de sélectivité ; son ordonnée pour la fréquence d'accord ($\Delta F = 0$) exprime la variation correspondante de la sensibilité du récepteur (abstraction faite du bruit de fond qui varie avec la largeur de la bande passante).

Si l'on a mesuré par ailleurs la sensibilité sur la position de sélectivité maximale (courbe 1), le graphique de la figure *XI-28* renseigne immédiatement sur toutes les caractéristiques de fonctionnement du récepteur sur les faux accords et sur bandes larges.

— Pour compléter la spécification exacte de l'essai, il ne faut pas oublier de *mentionner sur le graphique* :

a) la fréquence d'accord ;

b) le niveau E_0 du signal de référence à l'entrée ;

c) le mode de liaison du régulateur automatique de gain (hors service ou en service) ;

d) le type d'onde utilisé pour la mesure (entretenue ou modulée) ;

e) le niveau constant du signal à la sortie adopté (Puissance P_0 à basse fréquence ou courant détecté I_0) ;

f) les réglages particuliers du récepteur utilisés pour l'essai.

Définition pratique de la sélectivité. — Pour définir entièrement la sélectivité d'un récepteur sur un réglage donné, il est indispensable de fournir la courbe de sélectivité correspondante complète. Cette façon de faire présente malheureusement l'inconvénient de nécessiter des mesures longues et de ne pouvoir être utilisée facilement dans des dossiers techniques ou des cahiers des charges. Pour simplifier, on a cherché à caractériser la sélectivité par un ou deux chiffres.

La solution la plus couramment utilisée consiste à définir :

a) La largeur de la courbe de sélectivité au voisinage du sommet, qui doit être le plus large possible pour permettre une bonne reproduction téléphonique. Le plus souvent, on donne la largeur $\alpha\beta$ de la courbe correspondant à un affaiblissement de 6 dB (fig. *XI-28*) ; cette largeur est exprimée en kilohertz et représente la *bande passante* du récepteur.

b) La largeur de la courbe de sélectivité pour les grands affaiblissements, qui définit l'aptitude du récepteur à éliminer les brouilleurs de fréquence voisine de celle de l'accord et qui doit être aussi faible que possible. En général, on fixe une largeur maximale de la courbe, exprimée également en kilohertz, pour un affaiblissement de 60 dB ($\gamma\delta$, fig. *XI-28*).

Avec cette convention, on dira *par exemple*, pour définir une sélectivité, que la bande passante à 6 dB doit être supérieure ou égale à 4 kHz ($\pm$ 2 kHz) et que la largeur de la courbe à 60 dB doit être inférieure ou au plus égale à 30 kHz ($\pm$ 15 kHz). La sélectivité est d'autant meilleure que ces deux chiffres sont plus rapprochés ; à la limite, pour une sélectivité idéale (courbe carrée) ils deviendraient égaux.

Relevé d'une courbe de sélectivité à l'oscilloscope. — *Principe.* — Le relevé par points d'une courbe de résonance fournit une représentation rigoureuse de la sélectivité d'un récepteur et constitue en fait le seul procédé de mesure. Par contre, pour certaines applications, telles que le réglage d'un récepteur, il présente des inconvénients qui le rendent peu efficace :

a) le relevé d'une courbe complète nécessite des mesures nombreuses et longues ;

b) l'interprétation des mesures n'est complète qu'après dépouillement des résultats et tracé d'une courbe ;

c) l'exploration par points ne permet pas un examen continu de la loi d'affaiblissement et risque de laisser échapper des points singuliers.

Dans ces conditions, au cours des réglages d'un récepteur, il est difficile de suivre et d'évaluer rapidement les effets d'un réglage ou d'une modification de caractéristiques d'un circuit ; des opérations, telles que l'alignement des filtres de bandes, deviennent très pénibles et pratiquement incontrôlables.

On a alors cherché des modes opératoires qui permettent de faire apparaître sur l'écran d'un oscilloscope la courbe de sélectivité complète, ce qui permet de suivre immédiatement *à la vue* les effets des moindres réglages et d'obtenir rapidement une forme de courbe quelconque imposée à l'avance, par exemple une bande large et uniforme.

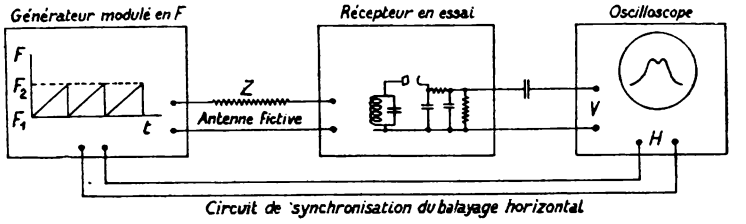


FIG. XI-29.

La solution la plus courante consiste à utiliser un générateur étalonné fonctionnant en *onde non modulée* et d'amplitude constante, mais dont la fréquence varie en dents de scie entre deux valeurs F_1 et F_2, encadrant la fréquence d'accord F_0, la fréquence variant suivant une loi linéaire du temps de F_1 à F_2, en passant par F_0, et revenant brutalement à F_1.

Ce générateur attaque, à travers une antenne fictive normale, le récepteur en essai préalablement accordé sur F_0 (fig. *XI-29*).

Enfin, à la sortie de l'amplificateur à haute fréquence (ou à fréquence intermédiaire) et en parallèle sur la résistance de charge du détecteur,on connecte à travers un amplificateur approprié les plaques de déviation verticale V d'un oscilloscope cathodique dont le *balayage horizontal H est synchronisé sur les variation périodiques de fréquence* du générateur. Le spot de l'oscilloscope trace alors sur l'écran une courbe qui représente la loi de variation de la tension détectée en fonction de la fréquence, c'est-à-dire la courbe de résonance du récepteur. En effectuant le balayage de fréquence à une cadence suffisamment rapide (par exemple 15 à 20 cycles par seconde) on obtient sur l'écran une figure stable qui n'est autre que la courbe de sélectivité globale du récepteur.

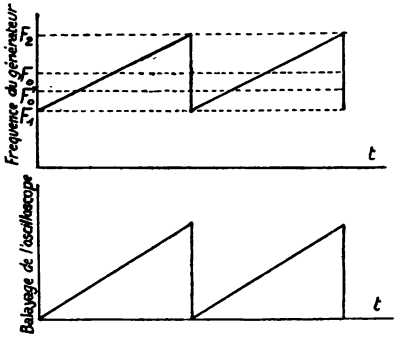


FIG. XI-30.

L'aspect de cette courbe et sa position sur l'écran dépendent des lois de variation de la fréquence de l'émetteur et du balayage horizontal de l'oscilloscope.

— Imaginons tout d'abord que ces lois soient toutes deux des dents de scie parfaites et synchrones (fig. *XI-30*) et que le balayage horizontal du spot soit bien centré sur l'écran de l'oscilloscope. Désignons par F_1 et F_2 les fréquences extrêmes du balayage et par $F_0 = \frac{F_1 + F_2}{2}$ la fréquence moyenne du générateur étalonné. Si la fréquence d'accord du récepteur coïncide avec la fréquence moyenne F_0 de la bande de balayage, le spot décrit sur l'écran de l'oscilloscope

une courbe de résonance telle que 1 (fig. *XI-31*), qui est centrée sur l'écran et qu'il parcourt toujours dans un même sens indiqué par les flèches.

Si, au contraire, la fréquence d'accord ne coïncide pas avec F_0 et vient par exemple en F_0', la courbe conserve la même forme mais glisse parallèlement à l'axe des abscisses et vient par exemple en 2 (fig. *XI-31*). Le même résultat est obtenu si, laissant constantes la fréquence d'accord du récepteur et la largeur de la bande de balayage $F_2 - F_1$ du générateur, on fait varier la valeur moyenne F_0 de cette bande. Le glissement de la courbe parallèlement à l'axe des abscisses est proportionnel à la variation ΔF de la fréquence moyenne F_0. Cette remarque fournit un moyen très simple d'étalonner l'axe des abscisses et de mesurer la largeur de la courbe de résonance pour un affaiblissement donné.

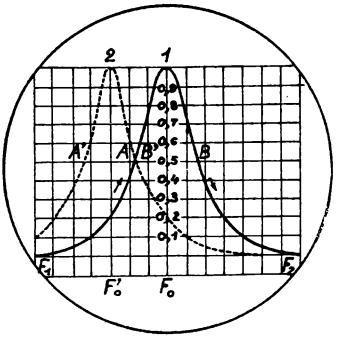


FIG. XI-31.

Supposons par exemple qu'on veuille mesurer la bande passante à 6 dB, c'est-à-dire la largeur de la courbe de sélectivité pour un niveau moitié de l'amplitude à l'accord. On place sur l'oscilloscope un écran transparent portant un quadrillage gradué tel que celui qui est schématisé sur la figure *XI-31* ; la bande passante à mesurer est représentée par la largeur AB de la courbe correspondant à l'ordonnée 0,5. Pour la mesurer, on fait varier la fréquence moyenne F_0 d'une quantité connue ΔF telle que le segment AB glisse d'une quantité égale à sa longueur, le point B venant par exemple en B' pour coïncider avec le point A initial. La variation ΔF mesure la largeur de la bande passante AB.

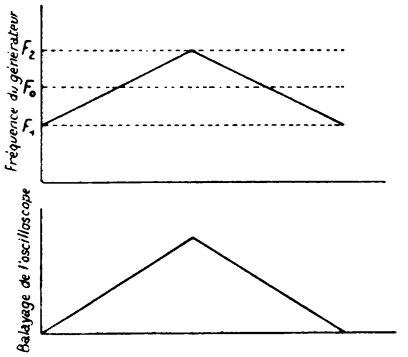


FIG. XI-32.

— Des résultats analogues sont obtenus si la loi de variation de la fréquence du générateur et le balayage du spot sont représentés par des courbes en triangle du type indiqué sur la figure *XI-32*. ou plus généralement par des courbes de forme quelconque pourvu que, à chaque instant, l'élongation horizontale du spot soit proportionnelle à l'écart de fréquence $F - F_0$, à cette seule différence près que le sens de parcours du spot sur la courbe s'inverse à chaque demi-période du balayage. En pratique ces balayages sont souvent commandés par le réseau alternatif d'alimentation des appareils et sont de ce fait sinusoïdaux et synchrones.

— On peut encore donner au balayage de fréquence une loi en triangle en conservant pour le balayage du spot la forme en dents de scie, par exemple comme l'indique la figure *XI-33*. Dans ce cas, l'exploration de la courbe de résonance change de sens à chaque demipériode du balayage de fréquence ; on opère à fréquence croissante de F_1 à F_2 pendant la première dent 1 du balayage du spot, et à fréquence décroissante de F_2 à F_1 pendant la seconde dent 2. Par contre, le spot traverse toujours l'écran horizontalement dans le même sens, de gauche à droite par exemple, et trace par conséquent deux courbes symétriques.

Si la courbe de sélectivité est symétrique et si la fréquence moyenne F_0 du balayage de fréquence coïncide avec la fréquence d'accord du récepteur, les deux courbes coïncident et l'on obtient une courbe unique du type 1 de la figure *XI-31*.

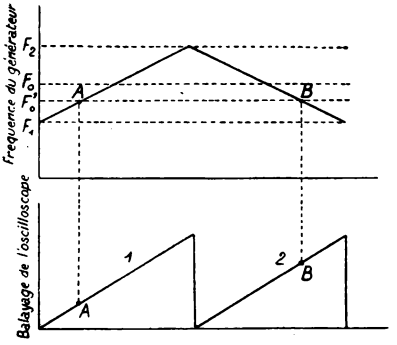


FIG. XI-33.

Si, F_0 restant égale à la fréquence d'accord du récepteur, la courbe de sélectivité du récepteur n'est pas symétrique, la courbe tracée par le spot se dédouble et prend l'aspect de la figure *XI-34*.

Si la fréquence d'accord du récepteur prend une valeur F_0' différente de F_0 (fig. *XI-33*), les deux courbes tracées par le spot glissent en *sens inverses* et se séparent ; on obtient alors un oscillogramme de la forme représentée sur la figure *XI-35*.

— Enfin, si, sans changer les formes des balayages, on double la fréquence du balayage de fréquence (fig. *XI-36*), on voit apparaître sur l'écran de l'oscilloscope deux courbes de résonance juxtaposées et inversées (fig. *XI-37*) ; si l'on fait varier la fréquence d'accord du récepteur ou la fréquence moyenne F_0, ces deux courbes glissent en sens inverses parallèlement à l'axe des abscisses et leur distance varie.

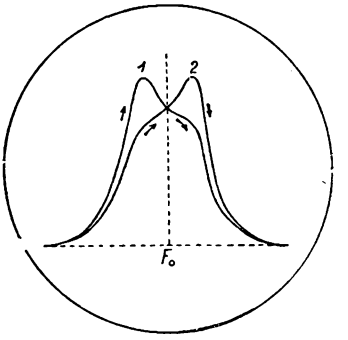


FIG. XI-34,

— Notons enfin que, dans le cas où l'on ne pourrait pas accéder au détecteur du récepteur et réaliser le couplage direct schématisé sur la figure *XI-29*, il serait possible d'opérer en *onde modulée* et de connecter l'oscilloscope à la sortie de l'amplificateur à basse fréquence. On obtiendrait dans ce cas, non pas la courbe de sélectivité, mais une oscillation à la fréquence de modulation dont l'enveloppe représenterait la courbe de résonance (fig. *XI-38*). Cette méthode n'est utilisable que si la *fréquence de balayage horizontal du spot est très faible devant celle de la modulation* du générateur et *si le générateur utilisé n'a pas de modulation de fréquence* synchrone de la modulation d'amplitude. Il est préférable, toutes les fois que cela est possible, d'utiliser systématiquement la méthode initiale décrite plus haut. On peut encore, si l'on dispose d'un oscilloscope ayant une bande passante suffisamment large, opérer directement sur la porteuse avant détection.

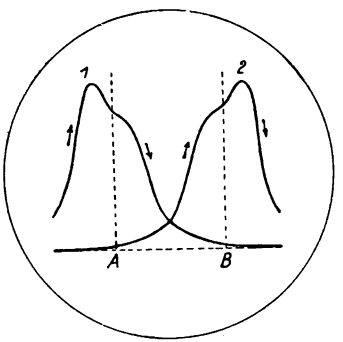


FIG. XI-35.

Exemples de réalisation. — Pour obtenir le balayage périodique de fréquence et le balayage synchrone du spot, on a réalisé de nombreux dispositifs désignés sous le nom de *hululeurs* ou *vobulateurs*.

— Une *solution mécanique*, utilisée dans les premières réalisations, con-

siste à monter sur le même axe, entraîné à vitesse constante par un moteur, un petit condensateur linéaire et un potentiomètre alimenté sous tension continue constante. Le petit condensateur est connecté en parallèle sur le circuit oscillant du générateur et produit une variation périodique de la fréquence, en triangle, du type représenté sur les figures *XI-33* et *XI-36*. Le potentiomètre fournit, entre son curseur tournant et une de ses extrémités la tension en dents de scie qui est appliquée sur les plaques de déviation horizontale du spot. Suivant les valeurs relatives des périodes du balayage en fréquence et du balayage du spot, on obtient sur l'oscilloscope des courbes de résonance des types représentés sur les figures *XI-31*, *XI-34*, *XI-35* ou *XI-37*.

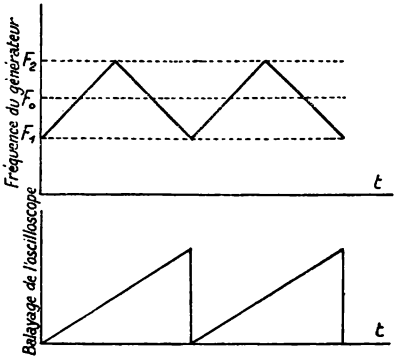


FIG. XI-36.

— Dans les réalisations récentes, et pour simplifier la construction mécanique du générateur, on utilise de préférence une solution purement électrique. Le balayage en fréquence est réalisé en connectant en parallèle sur le condensateur du générateur un tube modulateur se comportant comme un condensateur ou une inductance périodiquement variable et désigné sous le nom de *tube-réactance*. On peut, par exemple, utiliser une pentode équipée comme

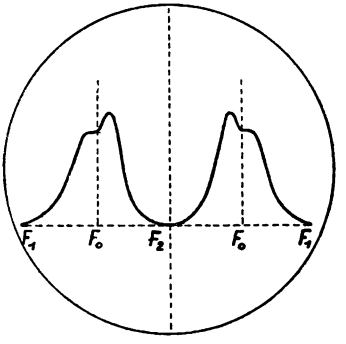


FIG. XI-37.

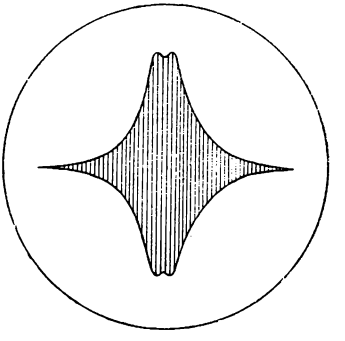


FIG. XI-38.

l'indique la figure *XI-39* et connectée aux bornes du condensateur du générateur par ses bornes *AB*. Si l'on admet que *la résistance R est grande devant la réactance du condensateur C*, le courant *I* débité dans le tube a pour expression, avec les notations indiquées sur la figure et en désignant par *S* la pente du tube :

$$I = SE = -\mathrm{j}\frac{SI_1}{C\omega} \approx -\mathrm{j}\frac{SU}{RC\omega} = \frac{U}{\mathrm{j}\dfrac{RC}{S}\omega}.$$

Le tube se comporte *comme une inductance* $L = \dfrac{RC}{S}$, connectée en parallèle sur le circuit oscillant du générateur, et dont on peut faire varier la valeur en modifiant la pente *S*, par exemple en faisant varier la tension *V* appliquée sur l'écran du tube.

On peut également utiliser le montage de la figure *XI-40* dans lequel, en supposant la résistance R très faible devant la réactance du condensateur C, on a pratiquement :

$$I = SE = SRI_1 \approx \mathrm{j}SRC\omega U$$

auquel cas, le tube se comporte aux bornes du circuit *comme une capacité* $C' = SRC$, variable également avec S donc avec V.

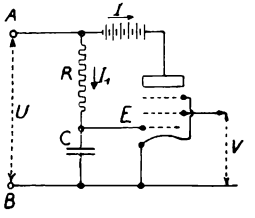


FIG. XI-39.

Pour réaliser une variation périodique de la fréquence, il suffit d'appliquer sur l'écran du tube une tension périodique synchrone du balayage de l'oscilloscope. On peut par exemple commander directement la tension d'écran par la tension de balayage en dents de scie de la base de temps de l'oscilloscope ; on peut encore plus simplement appliquer sur l'écran une tension sinusoïdale à basse fréquence fournie par le réseau et réaliser de la même façon un balayage synchrone du spot parallèlement à l'axe des abscisses.

— Toutes ces solutions, mécaniques ou électriques, se ramènent en définitive à réaliser une variation périodique ΔC de la capacité apparente du circuit oscillant du générateur, donc une variation périodique de la fréquence de valeur :

$$\frac{\Delta F}{F} = \frac{1}{2}\frac{\Delta C}{C}.$$

On obtient donc une largeur de la bande de balayage ΔF qui varie avec la fréquence F de l'onde utilisée.

— En pratique, il est plus commode de réaliser un balayage de largeur ΔF constante et de pouvoir, en outre, ajuster à volonté la fréquence moyenne F_0 autour de laquelle on réalise le balayage.

Pour arriver à ce résultat, on réalise le plus souvent le générateur sous la forme schématisée par la figure *XI-41*. On utilise deux oscillateurs indépendants, l'un de fréquence fixe F_1, l'autre de fréquence F_2 réglable d'une façon continue dans une gamme étendue. Le hululeur est connecté en parallèle sur l'oscillateur fixe F_1 et produit une variation périodique *constante* ΔF de F_1.

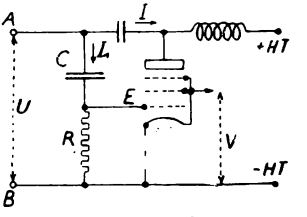


FIG. XI-40.

Les deux oscillateurs agissent sur un mélangeur à la sortie duquel on recueille un courant de fréquence $F_1 + F_2$ ou $F_1 - F_2$ que l'on isole à l'aide d'un sélecteur approprié. On obtient ainsi un courant dont la fréquence moyenne F_0 est réglable à volonté dans une gamme étendue en agissant sur F_2 et qui oscille périodiquement autour de F_0 en balayant une bande de fréquence ΔF constante, indépendante de F_0 et réglable, si on le désire, en modifiant le réglage du hululeur.

Utilisation pratique. — Les divers procédés de relevé oscillographique d'une courbe de sélectivité ont le gros avantage pratique de faire apparaître sur l'écran la courbe de résonance complète du récepteur et de permettre le contrôle visuel permanent du fonctionnement de l'appareil. A ce titre, ils sont extrêmement commodes pour effectuer le réglage et l'alignement des étages à haute

fréquence et à fréquence intermédiaire, en particulier dans le cas où l'on veut obtenir une large bande passante.

Par contre, comme dans tous les cas où l'on utilise un oscilloscope, ils ne permettent pas de faire des mesures précises d'affaiblissement de part et d'autre de l'accord. De plus, si l'on utilise un oscilloscope à déviation linéaire, on ne peut observer, même qualitativement, que des *affaiblissements assez faibles*, de l'ordre de 0,1, soit 20 dB (fig. *XI-31*), les points correspondant à des affaiblissements plus importants se trouvant groupés dans les ailes de la courbe qui se confondent rapidement avec l'axe des abscisses.

En définitive, ces procédés fournissent un moyen très pratique pour observer la *pointe de la courbe* de résonance, mais ne peuvent remplacer le relevé par points pour le tracé précis de la courbe de sélectivité complète étendue jusqu'aux affaiblissements de l'ordre de 70 dB. On pourrait étendre leur champ d'observation dans ce sens en utilisant un oscilloscope à sensibilité logarithmique.

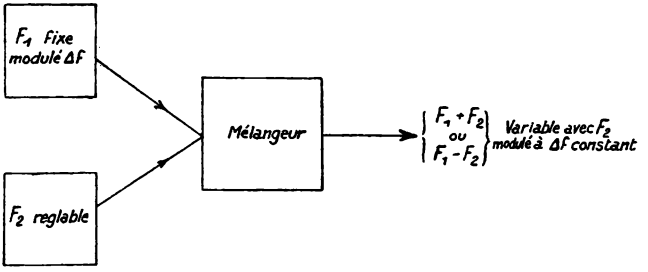


FIG. XI-41.

— Notons enfin que, dans tout ce qui précède, nous avons supposé implicitement que la fréquence des balayages était assez faible pour que l'on puisse admettre que, à chaque instant, le récepteur fonctionne pratiquement en *régime permanent*. Dans le cas contraire, si la période du balayage devient de l'ordre de grandeur des constantes de temps des circuits, on voit apparaître des *régimes transitoires* et les *courbes obtenues peuvent être très déformées*.

Mesures à deux signaux. — *Principe.* — Les mesures de sélectivité à un seul signal que nous venons d'examiner fournissent les courbes de réponse, ou de résonance, des étages sélectifs à haute fréquence et à fréquence intermédiaire résultant des propriétés à caractéristiques linéaires des divers circuits constituants. Elles représenteraient effectivement les propriétés sélectives du récepteur en présence d'un brouilleur déréglé si tous les circuits étaient réellement linéaires.

En fait, cette hypothèse n'est jamais réalisée et le mécanisme du brouillage par un émetteur désaccordé, *agissant en même temps* qu'un signal utile, se trouve compliqué par les phénomènes de *transmodulation*, d'*étouffement* et d'*effacement*.

Pour faire intervenir ces effets secondaires, il est nécessaire de reproduire exactement les conditions réelles d'utilisation en faisant agir simultanément sur le récepteur deux générateurs étalonnés schématisant : l'un le signal utile, l'autre le signal brouilleur et d'opérer dans des conditions de fonctionnement identiques à celles du fonctionnement réel. La mesure se ramène alors à l'étude de l'influence d'un brouilleur sur la réception en fonction du désaccord de fréquence du brouilleur par rapport à la fréquence d'accord du récepteur. A ce titre, elle s'apparente à une mesure de sélectivité ; en fait, elle constitue plutôt un essai de brouillage.

— Dans le cas de la mesure à *un seul signal*, on se préoccupe exclusivement

de mesurer des rapports de niveaux définis par des propriétés linéaires des circuits à haute fréquence et, de ce fait, indépendantes du niveau du signal initial à l'entrée. On opère alors avec un *signal quelconque* a priori, entretenu ou modulé, sous la seule réserve que son niveau soit assez faible pour que les effets non linéaires restent pratiquement négligeables.

— Dans le cas de la mesure à *deux signaux*, au contraire, il faut opérer systématiquement dans des conditions de fonctionnement identiques aux conditions de fonctionnement réel et qui fassent intervenir de la même façon tous les éléments à haute et basse fréquences du récepteur. On devra donc, en fonction des conditions d'utilisations prévues pour le récepteur, s'imposer *pour chaque essai* :

a) la *fréquence*, le *niveau* et le *type du signal à l'entrée* ;

b) le *type du signal brouilleur* ;

c) les caractéristiques définissant le *brouillage limite tolérable* à la sortie du récepteur.

Le plus souvent, par mesure de simplification, on limite les essais au cas de la *réception téléphonique.*

Le signal utile est alors par définition une *onde modulée normale* dont la *fréquence* et le *niveau* sont choisis pour représenter une onde d'*utilisation normale* (§ B 4°, p. 662).

Le récepteur est réglé sur cette onde de façon à se trouver dans les conditions de fonctionnement réel ; on laisse donc *en service le régulateur automatique de gain* et on ajuste l'organe de réglage de la *puissance* de façon à obtenir à la sortie un signal utile à basse fréquence déterminé que nous préciserons plus loin.

Le *brouilleur* est lui-même constitué par une *onde modulée normale* de façon à produire un effet perceptible à la sortie du récepteur.

Enfin, pour caractériser le brouillage, on remarque que, en pratique, ce brouillage est surtout nuisible pendant les silences de modulation de l'onde utile et que son importance apparente est caractérisée alors par la valeur relative du signal brouilleur à la sortie à la valeur du signal utile pendant la modulation. On est ainsi conduit à opérer en coupant la modulation du signal utile, mais en laissant subsister sa porteuse, et à mesurer le brouillage, ou mieux *la protection du récepteur contre le brouillage*, par la valeur du signal brouilleur qui donne à la sortie un signal à basse fréquence de niveau donné au-dessous du signal utile.

En général, on adopte pour le rapport $\frac{\text{signal utile}}{\text{signal brouilleur}}$ la valeur habituelle de 26 dB, c'est-à-dire de 20 en amplitude et 400 en puissance. Dans ces conditions, le signal brouilleur reste relativement faible, et, pour pouvoir le mesurer convenablement, on est conduit à adopter un *signal utile de niveau élevé.* On peut utiliser à cet effet la *puissance maximale de sortie* (définie plus loin, p. 713) ou mieux la puissance de sortie de référence définie au § A-2°, p. 632), par exemple $P_0 = 500$ mW.

— Le *montage d'essai* est réalisé conformément à l'un des schémas représentés sur les figures *XI-25* ou *XI-26* (§ B 7°, p. 681-682).

— Le *mode opératoire* se ramène *en principe* aux opérations suivantes :

a) On règle le générateur *B*, jouant le rôle de *signal utile*, de façon à lui faire émettre une onde modulée à 400 Hz et à 30 %. On l'accorde sur l'une des *fréquences normales* F_0 (p. 663) et on ajuste sa tension de sortie à l'un des *niveaux* E_0 *normalisés* (50 ou 5 000 μV — p. 663).

b) On met le récepteur en ordre de marche normale *avec son régulateur automatique de gain*, on l'accorde sur le générateur B et on ajuste son organe de *réglage de la puissance* de façon à obtenir à la sortie la puissance de référence P_0, soit par exemple 500 mW.

c) On coupe la modulation du générateur B en laissant subsister sa porteuse et on met en service le générateur A, jouant le rôle de *brouilleur, sur onde modulée* à 400 Hz et à 30 %. On règle la fréquence de A sur une valeur F_b quelconque, écartée de F_0 d'une valeur connue ΔF et on ajuste son niveau à une valeur E_b telle que l'on obtienne à la sortie du récepteur un signal à basse fréquence inférieur de 26 dB au niveau utile P_0, soit 1,25 mW si l'on a choisi $P_0 = 500$ mW (en admettant que l'étouffement reste négligeable).

d) On répète la mesure en faisant varier la fréquence F_b par bonds de part et d'autre de la fréquence F_0, à l'exception de la bande centrale d'environ $\pm$ 5 kHz dans laquelle le battement entre les porteuses des deux générateurs produit un courant à fréquence musicale qui perturbe le fonctionnement du wattmètre.

e) On répète enfin l'essai complet en donnant successivement à la fréquence F_0 et au niveau E_0 les diverses valeurs normales.

Présentation des résultats. — Pour chaque valeur de E_0 et pour chaque valeur de F_0, les résultats des mesures sont constitués par les valeurs E_b du brouilleur donnant, pour les diverses valeurs des désaccords ΔF, le brouillage limite à la sortie.

Ils sont explicités en principe par des tableaux donnant, pour chaque valeur de E_0 et F_0, les valeurs de E_b correspondant aux diverses valeurs de ΔF, la protection du récepteur contre les brouillages étant d'autant meilleure que les chiffres trouvés pour E_b sont plus grands.

Cependant, comme dans le cas des mesures à un seul signal, dans le même but et avec les *mêmes restrictions*, on peut les traduire par des courbes $E_b = f(\Delta F)$.

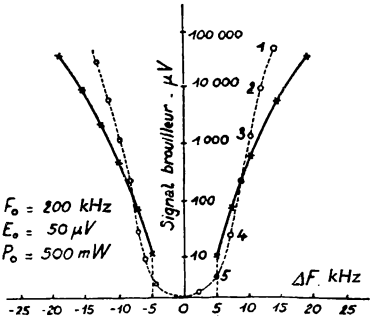


FIG. XI-42.

On porte en *abscisses* sur une *échelle linéaire* les désaccords ΔF, exprimés en kilohertz, et en *ordonnées* sur une *échelle logarithmique* les valeurs des signaux brouilleurs E_b. On peut aussi utiliser comme échelle des abscisses une échelle log-log qui, en pratique donne une meilleure présentation des courbes. La courbe obtenue a l'aspect d'une courbe de résonance inversée, arrêtée de part et d'autre de $F_0(\Delta F = 0)$ au voisinage de la bande centrale de $\pm$ 5 kHz (fig. *XI-42*).

— Il y a obligatoirement autant de tableaux ou de courbes qu'il y a de couples de valeurs de F_0 et de E_0. Il ne faut pas oublier de mentionner explicitement dans chaque cas les valeurs de F_0 et E_0 utilisées, ainsi que la valeur du signal de référence P_0 adopté et les réglages particuliers du récepteur, par exemple celui de la bande passante dans le cas où il possède une sélectivité variable.

Conditions d'essai pratique. — Le mode opératoire décrit plus haut représente la suite logique des opérations théoriques ; mais il suppose implicitement que les deux générateurs étalonnés soient parfaitement étalonnés et modulés

tous deux exactement à la même fréquence et au *même taux* de telle sorte qu'il existe la même relation de proportionnalité entre les niveaux de sorties à basse fréquence et les porteuses des deux générateurs A et B schématisant les deux signaux à l'entrée.

— En pratique, les caractéristiques des générateurs peuvent être incertaines et la comparaison du signal utile, produit par le générateur B, et du brouilleur, produit par le générateur A, risque de devenir douteuse.

Pour éliminer ce risque, on modifie légèrement les détails d'application du mode opératoire de telle sorte qu'on *utilise successivement dans les deux fonctions le même générateur* ; de cette façon, même si ses étalonnages sont incertains, la comparaison entre le signal utile et le brouilleur reste valable puisque, automatiquement, ils ont tous deux les mêmes caractéristiques.

On utilise en somme une *méthode de double pesée* qui conduit aux opérations suivantes :

a) On utilise d'abord le générateur A en onde modulée en qualité de signal utile et on règle le récepteur sur lui, comme il est indiqué ci-dessus.

b) On met en service le générateur B en *onde entretenue*, on règle son niveau à la valeur E_0 adoptée pour A et on ajuste exactement sa fréquence à la valeur F_0 sur lequel on a réglé A. Pour faciliter ce réglage, on coupe la modulation de A et on règle B à battement nul sur A.

A ce moment, le générateur B reprend sa fonction de signal utile non modulé, mais le repérage du niveau de sortie a été effectué avec A.

c) On dérègle A, qui reprend sa fonction primitive de brouilleur et on opère comme il a été indiqué plus haut.

— Avec un signal à l'entrée de 50 μV, et surtout de 5 000 μV, on est conduit à donner à la sensibilité des valeurs pour lesquelles le bruit de fond du récepteur reste en général faible. Il peut arriver cependant qu'il vienne perturber la mesure du niveau de sortie produit par le brouilleur. Dans ce cas, il est recommandé d'intercaler entre le circuit de sortie et l'appareil de mesure un filtre passe-bande accordé sur la fréquence des signaux utiles (400 Hz) ; ce filtre est laissé en circuit en permanence et il en est tenu compte dans l'étalonnage du wattmètre de sortie. Enfin, il doit en être fait mention dans le certificat d'essai.

Ce filtre est en outre *indispensable* lorsque la fréquence du brouilleur se rapproche de $F_0 (\pm 5$ kHz) pour éliminer le courant à la fréquence du battement qui vient perturber les lectures sur le wattmètre.

Comparaison des résultats de mesures à un signal et à deux signaux. — Dans le cas des mesures à un seul signal, dans lesquelles on s'intéresse surtout à l'affaiblissement du signal sous l'action d'un déréglage de fréquence, on évalue le résultat de chaque mesure par la valeur de l'affaiblissement :

$$A = 20 \lg \frac{E}{E_0}.$$

— Dans le cas des mesures à deux signaux, pour lesquelles les niveaux des signaux sont imposés pour chaque mesure et jouent un rôle important, il est préférable d'exprimer le résultat de la mesure par la valeur absolue du signal brouilleur qui brouille un signal utile donné. Cette façon de faire permet d'ailleurs d'utiliser plus facilement les résultats de la mesure lorsqu'on veut déterminer les niveaux de champs brouilleurs tolérables pour une exploitation donnée.

— Bien que ces deux façons de faire correspondent à des problèmes pratiques différents, il n'en reste pas moins que les deux essais sont tous deux sous la dépendance directe de la sélectivité du récepteur et doivent donner des résultats voisins. Ils ne diffèrent en fait que par les conséquences des effets secondaires de transmodulation ou d'étouffement. Leur comparaison est donc susceptible de renseigner utilement sur l'importance de ces effets secondaires

— Cette comparaison n'est pas immédiate en raison des modalités différentes de présentation des résultats dans les deux cas et surtout du fait qu'on introduit dans la mesure à deux signaux un affaiblissement initial fixe de 26 dB qui n'existe pas dans la mesure à un signal. Il ne faut pas oublier en outre que le *régulateur automatique* de gain est mis hors service dans le cas de la mesure à un signal et laissé en circuit dans le cas de la mesure à deux signaux. Elle peut cependant se tenter en partant des considérations suivantes :

Si la mesure à un seul signal a donné, pour un écart de fréquence ΔF, un affaiblissement de A décibels, cela signifie que, pour produire avec le brouilleur, en *l'absence de transmodulation*, un signal de même valeur que le signal utile E_0 il faudrait donner au brouilleur un niveau de A décibels au-dessus de E_0. Pour obtenir un signal de sortie de 26 dB au-dessous du signal utile (rapport d'amplitude égal à 20) il faudrait donc donner au brouilleur un niveau de A — 26 dB au-dessus de E_0.

Si l'on prend par exemple un signal utile de valeur $E_0 = 50$ μV et si l'on considère un écart de fréquence correspondant à un affaiblissement de 60 dB c'est-à-dire à un rapport d'amplitude égal à 1 000, il faudrait donner au brouilleur une valeur :

$$E_b = E_0 \times \frac{1\,000}{20} = 2\,500 \text{ μV}.$$

En appliquant ce mode de calcul pour les divers points de la mesure à un seul signal, on peut déterminer les valeurs qu'il faudrait donner au brouilleur pour obtenir à la sortie un signal de 26 dB en dessous du signal utile, dans l'hypothèse où il n'y aurait ni transmodulation, ni étouffement et où le régulateur automatique de sensibilité serait sans effet. On obtient ainsi une courbe de sélectivité ayant l'aspect schématisé sur la figure *XI-42* par les points ronds et par la courbe en pointillé.

Les points tels que 1, 2 et 3, correspondant à de grands désaccords de fréquence, se situent à l'intérieur de la courbe à deux signaux parce que l'action du brouilleur est renforcée par la transmodulation.

Au contraire, des points tels que 4 et 5, correspondant à de faibles écarts de fréquence, se situent à l'extérieur parce que le brouilleur se trouve partiellement effacé par le signal utile.

En définitive, l'importance des effets de transmodulation et d'effacement pour chaque valeur de l'écart de fréquence ΔF se trouverait mesurée par les différences des ordonnées des deux courbes relevées avec un signal ou avec deux signaux. Mais la comparaison peut être encore compliquée en cas d'étouffement du signal utile par le brouilleur.

4° Mesures des distorsions.

Principes fondamentaux. — Par définition même de la distorsion (§ A 2° p. 632) les mesures de distorsion sur un récepteur se ramènent à l'étude de la distorsion du signal à basse fréquence obtenu à la sortie du récepteur en fonc-

tionnement normal lorsqu'on fait agir à l'entrée un signal pratiquement conforme à l'une des définitions idéales du signal à l'entrée.

— Comme, en pratique, le problème se pose surtout dans le cas des réceptions téléphoniques, on opère toujours en *onde modulée*. On fait agir à l'entrée du récepteur un générateur produisant un signal normal modulé en principe à 400 Hz *et à 30 % et supposé parfait* ; en particulier, on admettra que le générateur utilisé ne comporte aucune modulation parasite d'amplitude ou de fréquence et que sa modulation normale à 400 Hz est rigoureusement sinusoïdale et de taux connu avec précision.

— A la sortie du récepteur, pour les raisons développées plus haut (§ A 2°, p. 629) et dans tous les cas, les mesures de distorsion du signal à basse fréquence sont effectuées uniquement sur le *signal électrique* aux bornes de la *résistance de charge normale*.

— Sous réserve de quelques modifications de détail qui varient avec chaque type de mesure, le montage d'essai est en principe le montage normal utilisé pour les mesures de sensibilité et représenté sur la figure *XI-24*.

Distorsion harmonique et puissance maximale utilisable. — En principe, pour analyser complètement les qualités d'un récepteur, il y aurait lieu de séparer les distorsions provenant des divers étages (§ A 2°, p. 632). En pratique, par mesure de simplification on se contente de diviser ces distorsions en deux groupes, à savoir : les distorsions à *basse fréquence*, les plus faciles à mesurer, qui prennent naissance dans l'ensemble des étages qui suivent le détecteur, et les distorsions dites « *à haute fréquence* » qui englobent l'ensemble des distorsions de modulation qui prennent naissance dans les étages à fréquence porteuse, dans les étages à fréquence intermédiaire et dans le détecteur.

— En outre, dans beaucoup de cas, on limite la mesure à l'évaluation de la *distorsion globale* du récepteur dans des conditions de fonctionnement déterminées et normalisées.

Distorsion à basse fréquence. — On met hors service les étages à fréquence porteuse et à fréquence intermédiaire du récepteur et on fait agir à l'entrée de l'amplificateur à basse fréquence un *signal musical, pur et pratiquement sinusoïdal*, réglable en niveau et en fréquence.

Dans le cas où le récepteur est prévu pour fonctionner sur gramophone, on élimine les amplificateurs à haute fréquence en plaçant sur la position correspondante le commutateur prévu à cet effet ; on applique alors la tension sinusoïdale sur les bornes « lecteur » et on pousse au *maximum* la manette de *réglage de la puissance*.

Dans le cas où le récepteur ne comporte pas de prise « lecteur », on peut mettre hors circuit les amplificateurs à haute fréquence en retirant le capuchon qui effectue la liaison sur la grille du premier tube à basse fréquence et appliquer directement sur cette grille la tension sinusoïdale à basse fréquence, sous réserve bien entendu d'intercaler s'il y a lieu une *source de polarisation*, telle que le tube travaille dans les conditions normales de fonctionnement. Plus simplement, sans couper la liaison avec les amplificateurs à haute fréquence, on peut les découpler et les rendre pratiquement sans action en plaçant au minimum la manette de réglage manuel du gain, si le récepteur en possède une, et en poussant la manette de réglage de la puissance dans le sens d'une diminution jusqu'à ce que le bruit de fond provenant des étages à haute fréquence soit devenu inappréciable. Cela fait, on applique la tension sinusoïdale à basse fréquence entre la masse du récepteur et la grille du premier

tube à basse fréquence, en parallèle sur le circuit normal d'alimentation de cette grille, et en série avec une capacité de l'ordre de 0,1 à 1 μF qui élimine le risque de court-circuit éventuel des tensions de polarisation.

Enfin, si le récepteur comporte un organe de réglage de la tonalité, on le place sur la position qui correspond à la bande passante la plus large.

— A la sortie du récepteur, en parallèle sur la résistance de charge normale, on connecte un dispositif de mesure de la distorsion harmonique du signal de sortie (chap. III, § C 4°, p. 242). Dans les conditions usuelles d'essais on se contente de mesurer le taux d'harmoniques du signal de sortie et l'on connecte simplement aux bornes de la résistance de charge un distorsiomètre d'un type quelconque (p. 245) sous réserve de respecter les règles d'adaptation étudiées au chapitre III (p. 252). Ces règles sont d'ailleurs respectées automatiquement dans le cas où l'on utilise un distorsiomètre courant d'impédance d'entrée élevée et où l'impédance de charge est une résistance de quelques ohms connectée à la place de la bobine d'un haut-parleur.

Dans le cas où, pour un usage particulier, on voudrait pousser plus loin l'analyse des distorsions et mesurer séparément les divers harmoniques, on pourrait connecter aux bornes de l'impédance de charge un analyseur harmonique de l'un des types décrits au chapitre III (p. 243).

Si l'impédance de charge est constituée par un wattmètre de sortie, la puissance du signal de sortie est lue directement sur l'indicateur du wattmètre. Dans le cas où elle est constituée par une simple résistance, on connecte à ses bornes, en parallèle sur le distorsiomètre, un voltmètre quadratique qui mesure la valeur efficace de la tension et permet de calculer la puissance du signal de sortie $\left(P = \frac{V^2}{r}\right)$.

— Cela étant, les mesures de la distorsion des étages à basse fréquence du récepteur comportent en principe les opérations suivantes :

a) Le générateur fournissant le signal d'entrée à basse fréquence est réglé sur une fréquence fixe f et l'on fait varier progressivement son niveau de façon que la puissance P du signal de sortie varie dans toute la gamme de fonctionnement normal du récepteur.

b) Pour chaque valeur de la puissance de sortie P, on mesure au distorsiomètre le taux de distorsion harmonique correspondant.

c) On répète l'essai complet pour diverses valeurs de la fréquence f et pour divers réglages de la tonalité. La distorsion des amplificateurs étant en général d'autant plus importante que la fréquence est plus faible, on opérera en principe en utilisant des fréquences inférieures de la gamme musicale. Le plus souvent, on fait choix de la fréquence normale de 400 Hz, mais il est recommandable de faire un essai avec une fréquence voisine de 100 Hz et choisie entre 100 et 150 Hz pour ne pas être gêné dans la mesure par les harmoniques du réseau d'alimentation.

— Les résultats des mesures sont consignés dans un tableau qui indique, pour chaque valeur de la fréquence, le taux de distorsion harmonique correspondant aux diverses valeurs de la puissance de sortie.

Leur examen fournit immédiatement pour chaque fréquence la valeur de la *puissance de sortie maximale* du récepteur (chap. XI, § A 2°, p. 632). On admet habituellement qu'elle est définie par une distorsion de 5 ou 10 % ; dans les récepteurs usuels elle est de 500 à 1 500 mW et plus.

— En pratique, on trouve couramment des générateurs à basse fréquence de bonne qualité dont le taux d'harmoniques est de l'ordre de 0,5 % et peut être

abaissé, si on le désire, à des valeurs inférieures moyennant l'adjonction de filtres. La mesure de la distorsion harmonique de l'amplificateur à basse fréquence d'un récepteur est donc une mesure simple.

La seule difficulté à prévoir, surtout lorsqu'on opère à fréquence basse (400 à 100 Hz), résulte de l'instabilité de fréquence du générateur qui rend difficile l'équilibrage du distorsiomètre lorsque le taux de distorsion est faible. A ce point de vue, il est préférable d'utiliser une source de courant du type à oscillation directe en basse fréquence (chap. I, § B 2°, p. 31) plutôt qu'un oscillateur à battement (p. 33). On peut également améliorer s'il y a lieu la stabilité des mesures en utilisant un distorsiomètre à filtre de bande (chap. III, § C 4°, p. 251) plutôt qu'un distorsiomètre à pont à résonance.

Distorsion à haute fréquence. — La mesure de la distorsion à haute fréquence est au contraire assez délicate pour deux raisons :

a) Tout d'abord, les générateurs à haute fréquence usuels sont assez médiocres en ce qui concerne la qualité de la modulation dont on ignore le plus souvent le taux de distorsion harmonique. Il est prudent, avant d'entreprendre une mesure de distorsion à haute fréquence, de contrôler la distorsion de modulation du signal de sortie du générateur (§ B 2°, p. 656) et s'il y a lieu de parfaire les réglages des polarisations pour réduire cette distorsion au minimum possible sur la fréquence de travail. En général la limite inférieure réalisable se situe au voisinage de 1 %.

b) En second lieu, il est impossible, comme on l'a fait en basse fréquence, d'isoler les étages à haute fréquence pour étudier séparément les distorsions auxquels ils donnent lieu. Ces distorsions, mesurées dans le signal de sortie du récepteur, ne sont observables qu'à travers l'amplificateur à basse fréquence dont les distorsions propres se superposent à celles que l'on veut mesurer. On tourne la difficulté en pratique en limitant la puissance de sortie à une valeur P_0 notablement inférieure à la puissance maximale de sortie mesurée en basse fréquence et telle que la distorsion à basse fréquence reste faible, par exemple au maximum 1 %.

— On conçoit que, dans ces conditions, les mesures de distorsion à haute fréquence soient assez incertaines tant que les distorsions restent faibles. Par contre, lorsque le signal dans les étages à fréquence intermédiaire atteint le niveau de saturation, la distorsion croît très rapidement et la mesure de la distorsion à haute fréquence est susceptible de donner des renseignements intéressants.

— Sous ces réserves, le processus expérimental comporte en principe les opérations suivantes :

a) A l'entrée du récepteur, équipé conformément à la figure *XI-24*, on fait agir un générateur étalonné, aussi parfait que possible, produisant un signal modulé à 400 Hz et à 30 % et réglé sur une fréquence normale F_0.

b) On met le récepteur en service, en ordre de marche normal, *avec son régulateur automatique* de gain, et on l'accorde sur le générateur. Enfin, si le récepteur en comporte, on place les organes de réglages de la sélectivité et de la tonalité sur leurs positions correspondant à la bande passante la plus large.

c) On pousse au maximum la manette de réglage de la puissance et on ajuste le niveau du signal à l'entrée de façon à obtenir une puissance de sortie P_0 correspondant à une faible distorsion à basse fréquence.

Si le bruit de fond atteint une valeur suffisante pour fausser les mesures de distorsion du signal de sortie, on fait croître le niveau du signal à l'entrée, en

agissant simultanément sur la manette de puissance de façon à maintenir la puissance de sortie à la valeur P_0, jusqu'à ce qu'on obtienne un signal pur.

On note la valeur correspondante E du signal à l'entrée et on mesure le taux d'harmoniques du signal de sortie.

d) On augmente progressivement le niveau du signal à l'entrée et, simultanément, on réduit l'amplification à basse fréquence de façon à maintenir la puissance de sortie constante et égale à P_0.

Enfin, pour chaque valeur de E, on mesure le taux d'harmoniques du signal de sortie.

e) On répète l'essai pour diverses fréquences porteuses normales, pour diverses fréquences de modulation, choisies de préférence, comme pour la mesure de la distorsion à basse fréquence, parmi les fréquences inférieures de la gamme musicale, et pour divers réglages de sélectivité et de tonalité.

— Ce mode opératoire fait travailler les étages à basse fréquence à niveau constant tel que la distorsion correspondante reste également constante, connue et faible par convention. Dès lors, dès que le taux de distorsion mesuré dépasse cette valeur, et aussi celle de la distorsion de modulation du générateur, on peut admettre qu'il caractérise l'ensemble des distorsions à haute fréquence et de détection. En particulier, l'accroissement rapide du taux de distorsion, lorsque le signal à l'entrée atteint un certain niveau, est l'indice de la saturation dans les étages à haute fréquence. La valeur E_{max} du signal à l'entrée pour lequel la distorsion atteint une certaine limite tolérable, par exemple 10 % correspond au *signal maximal utilisable à l'entrée* du récepteur, c'est-à-dire au signal le plus intense que le récepteur soit capable de recevoir sans distorsion abusive.

Distorsion globale. — La mesure de la distorsion globale a pour but, sans chercher à analyser le détail des distorsions dans les divers étages, de donner une indication sur la distorsion d'ensemble du récepteur pour des conditions de fonctionnement *bien déterminées et normalisées*, en particulier pour un signal à l'entrée de niveau donné.

— En général, on effectue la mesure en injectant à l'entrée du récepteur un signal de 5 000 μV, modulé à 400 Hz et à 30 %, ayant pour fréquence porteuse une valeur normalisée, par exemple 1 MHz.

Cela fait, on fait varier la puissance de sortie en agissant sur la manette de réglage de la puissance et, pour chaque valeur de la puissance, on mesure le taux d'harmoniques du signal de sortie.

— Le taux de distorsion correspondant à une puissance donnée, par exemple la puissance de sortie nominale pour laquelle est conçu le récepteur, mesure la *distorsion globale nominale* du récepteur.

— La puissance correspondant à un taux de distorsion donné, par exemple 10 %, mesure la puissance maximale que l'on peut tirer du récepteur en service normal. On l'appelle la *puissance maximale utilisable.* Elle est en général inférieure à la puissance de sortie maximale mesurée en basse fréquence. Sa connaissance permet d'évaluer la *puissance de sortie de référence* (§ A-2°, p. 632) inférieure de 10 dB à la puissance maximale utilisable.

— En principe, pour ces mesures, les organes de réglage de la sélectivité et de la tonalité sont placés et maintenus sur leurs positions correspondant à la bande passante la plus large.

Distorsions diverses. — Par des processus comparables, on pourrait encore évaluer, par exemple, la distorsion dans le circuit d'entrée des étages à basse fréquence ou l'influence de la profondeur de modulation.

Intermodulation. — Dans le cas d'un récepteur complet, les effets d'intermodulation peuvent se manifester sous deux aspects, à savoir :

a) l'intermodulation en basse fréquence, qui résulte de l'interaction entre deux composantes musicales, à fréquences différentes, de la modulation de l'onde utile.

b) l'intermodulation en haute fréquence, qui résulte de l'interaction des porteuses de deux signaux, de fréquences porteuses différentes, agissant simultanément à l'entrée du récepteur.

Intermodulation en basse fréquence. — Au point de vue de la mesure, le problème se pose ici dans des conditions analogues à celles que nous avons rencontrées pour un amplificateur à basse fréquence (chap. III, § C, 5°, p. 260). Pour évaluer l'intermodulation, on fait agir à l'entrée du récepteur un signal modulé *simultanément* par deux sources sinusoïdales à basses fréquences nettement différentes, par exemple $f_1 = 5\,000$ Hz et $f_2 = 71$ Hz, avec des taux également très différents, par exemple 10 % pour f_1 et 40 % pour f_2.

A la sortie à basse fréquence du récepteur, outre le courant à la fréquence inférieure f_2 et ses harmoniques, on trouve une composante à la fréquence supérieure f_1, et éventuellement, si la bande passante du récepteur est suffisante, quelques composantes harmoniques qui, toutes, sont modulées à la fréquence 100. La profondeur de modulation du terme fondamental (5 000) caractérise l'intensité de l'intermodulation. On la mesure à l'aide d'un modulomètre à double détection connecté à la sortie du récepteur.

Bien entendu, la mesure de l'intermodulation à basse fréquence d'un récepteur n'est possible que si l'on dispose d'un générateur dont les circuits de modulation soient dénués de toute intermodulation appréciable.

Intermodulation en haute fréquence. — Si, à l'entrée d'un récepteur, on superpose au signal utile, de fréquence porteuse F_0, un signal brouilleur de fréquence porteuses F_1, l'intermodulation entre les porteuses donne naissance à des produits d'intermodulation de fréquences $|F_0 - F_1|$ et $F_0 + F_1$. Ces composantes parasites sont en dehors de la bande passante du récepteur et sont par suite sans effet.

— Il n'en est pas de même si l'on fait agir simultanément à l'entrée du récepteur deux signaux brouilleurs, de fréquences F_1 et F_2 différentes de la fréquence d'accord F_0 du récepteur, mais telles que la fréquence de l'un des produits d'intermodulation, $|F_1 - F_2|$ ou $F_1 + F_2$, coïncide avec F_0.

Dans ces conditions, les brouilleurs sont sans action sur le récepteur, s'ils agissent isolément, mais, s'ils agissent simultanément, ils produisent un signal parasite accordé sur le récepteur et qui, par conséquent, bénéficiant de toute l'amplification de l'appareil, est particulièrement perturbateur.

— Pour évaluer la sensibilité du récepteur à ce type de brouillage, on fait agir à l'entrée, en l'absence du signal utile, deux signaux de fréquences porteuses F_1 et F_2, *symétriques* par rapport à la fréquence d'accord F_0 du récepteur et telles que :

$$F_2 - F_1 = F_0$$

soit donc :

$$\begin{cases} F_1 = \dfrac{F_0}{2} \\ F_2 = \dfrac{3}{2} F_0. \end{cases}$$

L'un des signaux est modulé à 400 Hz et 30 %, l'autre n'est pas modulé. En outre, les deux signaux sont ajustés de telle sorte que leurs amplitudes soient continuellement égales.

Dans ces conditions, l'intermodulation donne naissance à un signal de fréquence porteuse F_0, modulé à 400 Hz, et on obtient à la sortie du récepteur un signal musical à 400 Hz.

— La mesure consiste à régler l'amplitude *commune* des deux signaux de façon à obtenir un signal de sortie égal à celui que produit le signal utile, modulé à 400 Hz et à 30 %, agissant seul sur le récepteur.

La protection du récepteur contre l'intermodulation à haute fréquence est évaluée par la relation :

$$20 \lg \frac{E}{E_0} \quad \text{décibels}$$

en désignant par E_0 la valeur du signal utile et par E la valeur commune des deux brouilleurs.

— La mesure doit être répétée pour diverses valeurs du signal utile et pour diverses fréquences d'accord du récepteur. Elle doit être répétée également en utilisant deux signaux de fréquences symétriques par rapport à la fréquence d'accord, mais dont la différence est égale à la fréquence intermédiaire du récepteur. De tels signaux produisent directement par intermodulation un signal accordé sur les étages à fréquence intermédiaire et sont très perturbateurs car leurs porteuses sont voisines de F_0.

Distorsion en fréquence (de modulation). — Fidélité. — La mesure de la distorsion en fréquence se ramène finalement à l'étude de la loi de variation du niveau de sortie à basse fréquence obtenu en faisant agir à l'entrée du récepteur un *signal modulé, de niveau et de taux de modulation constants,* lorsque la fréquence de modulation varie dans toute la gamme des fréquences musicales. Comme elle porte exclusivement sur le signal de sortie *électrique* aux bornes de la résistance de charge du récepteur, on la désigne encore sous le nom de « *Mesure de la bande passante électrique globale* » du récepteur. Elle schématise les conditions pratiques de réception d'une onde téléphonique modulée à fréquence variable et taux constant.

— Le montage d'essai est en principe le même que pour les mesures de sensibilité (fig. *XI-24*). Dans certains cas cependant, par exemple avec un haut-parleur, l'impédance de charge peut être constituée par la bobine mobile du dit haut-parleur.

— Les mesures comportent les opérations suivantes :

a) Le générateur est réglé sur une *fréquence normale* F_0 *et modulé à 30* % à une fréquence quelconque f (par exemple 400 Hz) à l'aide d'un *oscillateur sinusoïdal extérieur* de fréquence réglable dans toute la gamme musicale.

Le *niveau du signal* à l'entrée du récepteur est amené à une valeur normale (50 ou 5 000 μV) et *maintenu constant* à cette valeur pendant toutes les mesures.

b) Le récepteur est mis en fonctionnement normal, *avec son régulateur automatique de gain,* et accordé sur le générateur (p. 693). La manette de réglage de la puissance est ajustée de façon à obtenir à la sortie un signal à basse fréquence de niveau suffisant pour qu'on puisse facilement mesurer ses variations. On utilise

souvent à cet effet la puissance de référence mesurée ci-dessus, par exemple $P_0 = 500$ mW.

c) Sans modifier aucun autre réglage, et en maintenant constants le niveau du signal à l'entrée et la profondeur de modulation, on fait varier progressivement la fréquence f du modulateur extérieur dans toute la gamme des fréquences musicales.

Pour chaque valeur de f on mesure la puissance P du signal de sortie.

d) Dans le tableau des résultats on repère la valeur maximale P_m de la puissance de sortie, correspondant à une certaine fréquence de modulation f_m et, pour chaque fréquence de modulation f, on calcule l'affaiblissement du signal de sortie par la relation :

$$A = 10 \lg \frac{P_m}{P} \text{ décibels.}$$

— Les résultats des mesures sont consignés dans un tableau qui fournit les valeurs de l'affaiblissement A correspondant aux diverses fréquences de modulation f.

Comme pour les mesures de sélectivité, et avec les mêmes restrictions, on peut les traduire par une courbe, représentant la loi de variation de A en fonction de f et obtenue en portant les fréquences de modulation en *abscisses sur une échelle logarithmique* et les affaiblissements de la puissance de sortie en *ordonnées sur une échelle linéaire* graduée en décibels vers le bas de façon que la courbe exprime qualitativement la variation du signal de sortie (fig. *XI-43*).

— La fidélité du récepteur est d'autant meilleure que cette courbe se rapproche davantage d'une droite d'ordonnée constante. On l'exprime pratiquement en précisant les limites f_1 et f_2 de la bande de fréquence (dite *bande passante électrique globale*) dans laquelle l'affaiblissement reste inférieur à une certaine valeur A_0. On dira par exemple que la distorsion d'amplitude est inférieure à 3 dB dans la gamme de fréquence de 20 à 4 000 Hz.

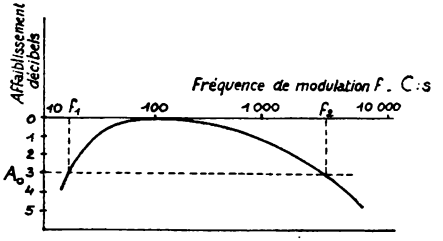


FIG. XI-43.

Le chiffre ainsi obtenu mesure la largeur de la bande des fréquences de *modulation* dans laquelle les déformations restent négligeables et tient compte des propriétés de l'amplificateur à haute fréquence et de celles de l'amplificateur à basse fréquence. Il est au plus égal à la moitié de la bande passante à *haute fréquence* relevée sur la courbe de sélectivité pour un même affaiblissement.

— Cet essai complète l'essai de sélectivité à un seul signal et permet une analyse plus précise de la bande passante du récepteur.

On le répète en accordant successivement le générateur sur diverses fréquences normales F_0 et pour divers niveaux normalisés du signal à l'entrée.

— Certains expérimentateurs utilisent comme signal de référence pour le calcul de l'affaiblissement, au lieu de la puissance maximale P_m, la puissance de sortie P_0 correspondant à une fréquence de modulation de 800 Hz. Cette solution est plus simple que la précédente car elle permet le calcul de A sans avoir à répérer à l'avance la puissance maximale ; par contre, elle fournit les valeurs négatives pour les valeurs de A correspondant aux points pour lesquelles la puis-

sance est supérieure à P_0. La courbe conserve la même forme que celle de la figure *XI-13*, mais elle passe au-dessus de l'axe des abscisses pour les points correspondant aux affaiblissements négatifs.

5° Étude du régulateur automatique de gain.

Contrôle de l'efficacité. — Le régulateur automatique de gain est en fait un *réducteur* automatique de gain dont la fonction est de réduire l'amplification des étages à haute fréquence et à fréquence intermédiaire du récepteur lorsque le niveau du signal à l'entrée croît, de telle sorte que, dans une certaine gamme, les variations de niveau du signal à la sortie soient trés inférieures à celles du signal à l'entrée. Son efficacité est d'autant plus grande que, pour une variation donnée du niveau à l'entrée, la variation du niveau à la sortie est plus faible. Le contrôle de l'efficacité du régulateur automatique se ramène donc en définitive à l'étude des variations du niveau du signal à la sortie en fonction des variations du niveau du signal à l'entrée dans une certaine gamme de niveaux à l'entrée qui correspond au fonctionnement normal du récepteur. Comme le régulateur automatique produit son effet maximal pour la réception des signaux intenses, on partira en principe du niveau à l'entrée maximal compatible avec le fonctionnement de l'appareil et on explorera méthodiquement toute la gamme des niveaux en diminuant progressivement le signal à l'entrée.

— Le montage d'essai est le même que pour les essais de sensibilité et de sélectivité à un seul signal (fig. *XI-24*).

Le générateur est accordé sur une fréquence normale F_0 et réglé pour émettre un signal modulé normal à 400 Hz et 30 %. Le niveau de sortie est ajusté à la valeur maximale usuelle, soit 100 000 μV, ou mieux 1 V si le générateur utilisé le permet.

Le récepteur est mis en ordre de marche normale avec son régulateur automatique de gain et accordé sur la fréquence F_0. Enfin son organe de réglage de puissance est ajusté de façon à obtenir à la sortie un signal de niveau aussi élevé que possible, dans les limites compatibles avec le bon fonctionnement de l'appareil, de façon à permettre une lecture facile des niveaux plus faibles dans une gamme aussi étendue que possible. En général, on adopte comme réglage initial celui qui donne à la sortie la puissance de référence définie plus haut, par exemple $P_0 = 500$ mW.

— Cela étant, sans modifier aucun autre réglage, on diminue progressivement le niveau du signal à l'entrée du récepteur en agissant sur l'affaiblisseur du générateur étalonné et, pour chaque valeur E du signal à l'entrée du récepteur, on lit sur la wattmètre la puissance P du signal de sortie. L'essai est poussé aussi loin que possible du côté des faibles niveaux jusqu'au moment où la mesure du signal à la sortie est perturbée par l'apparition d'un bruit de fond prohibitif.

— Les résultats de la mesure sont constitués en principe par les valeurs successives de E et de P qui doivent figurer dans le procès-verbal d'essais dans un tableau donnant la valeur de P correspond à chaque valeur de E.

Toutefois, pour faciliter les discussions et avec toutes les réserves signalées à propos des mesures de sensibilité et de sélectivité, il est d'usage de les traduire par une courbe obtenue en portant les valeurs de E en abscisses sur une échelle

logarithmique et celles de P en ordonnées sur une échelle également logarithmique.

Lorsque le régulateur automatique de sensibilité a un fonctionnement satisfaisant, cette courbe se présente sous l'aspect de la figure *XI-44*. Elle comporte en général un tronçon AB sensiblement linéaire et à faible pente, correspondant à la zone de fonctionnement du régulateur automatique, suivi du côté des faibles niveaux, par un coude BC plus ou moins accentué et par un tronçon linéaire CD à grande pente qui correspond à la zone dans laquelle le régulateur cesse de fonctionner.

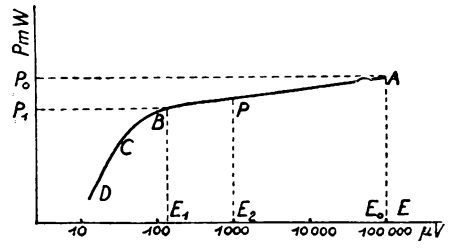


FIG. XI-44.

L'efficacité du régulateur est caractérisée par la pente du tronçon linéaire AB qui est d'autant plus faible que le régulateur est plus efficace et inversement. On peut la chiffrer par le rapport de la variation du signal à l'entrée exprimée en décibels, à la variation correspondante du signal à la sortie, également exprimée en décibels, c'est-à-dire par l'expression :

$$p = \frac{\mathrm{dB}_{(\mathrm{HF})}}{\mathrm{dB}_{(\mathrm{BF})}} = \frac{2 \lg \frac{E_0}{E_1}}{\lg \frac{P_0}{P_1}}.$$

— La gamme de fonctionnement du régulateur automatique est caractérisée par les valeurs E_0 et E_1 du niveau d'entrée correspondant aux extrémités du tronçon linéaire AB.

— Dans le cas où l'on veut effectuer simplement un contrôle rapide du fonctionnement du régulateur automatique, on se contente souvent, en pratique, de donner successivement au niveau d'entrée deux valeurs, choisies à l'avance dans la gamme du fonctionnement usuel des récepteurs, et de s'assurer que la variation correspondante du niveau de sortie reste inférieure à une valeur imposée. Par exemple, pour l'essai des récepteurs de radiodiffusion, on règle le signal à l'entrée à 5 000 μV et on ajuste le réglage de puissance de façon à obtenir un signal à la sortie de 1 500 mW. Cela fait, on porte le signal à l'entrée à 500 μV et on s'assure que, sans modifier les réglages, le niveau du signal à la sortie reste supérieur à 370 mW.

— Dans tous les cas, l'essai complet est repris en accordant successivement le générateur et le récepteur sur les diverses fréquences normales.

— Si le générateur étalonné utilisé pour la mesure présente le défaut étudié au chapitre VII, § C 7°, p. 462, sous le nom de « modulation de fréquence », et si l'on accorde le récepteur de façon à obtenir le maximum du signal de sortie à basse fréquence, les étages à haute fréquence sont en réalité déréglés et le fonctionnement du régulateur automatique peut être très fortement perturbé ; les mesures qui précèdent perdent alors toute signification. Il est donc indispensable de s'assurer avant toute mesure que le générateur utilisé n'a pas de modulation de fréquence appréciable. Dans le cas contraire, on pourrait à la rigueur effectuer une mesure admissible à condition de réaliser l'accord du récepteur, non pas au maximum du signal de sortie à basse fréquence, mais au maximum de la porteuse contrôlé, soit à l'aide d'un microampèremètre connecté dans le circuit de charge de la détectrice, soit sur un œil cathodique si le récepteur en comporte.

— Notons enfin que, l'attaque du récepteur par un signal de niveau élevé et le fonctionnement du régulateur automatique pouvant provoquer des distorsions importantes et des déréglages d'accord du récepteur (par glissement de fréquence de l'oscillateur interne de changement de fréquence), il faudrait pour analyser complètement le comportement réel du récepteur contrôler en même temps la qualité du signal de sortie et la dérive d'accord. On pourrait par exemple, pour chaque valeur du signal à l'entrée, mesurer simultanément la puissance P du signal de sortie et le taux de *distorsion harmonique* de ce signal. Pratiquement, en raison de la qualité médiocre de la modulation des générateurs usuels, on se contente le plus souvent d'effectuer cette mesure pour le niveau d'entrée maximum (0,1 V), pour lequel, si le fonctionnement du récepteur est défectueux, la distorsion harmonique du signal de sortie devient nettement supérieure à la distorsion de modulation du générateur et peut être évaluée avec moins d'imprécision.

Dans le cas où l'on constate un glissement de fréquence, il convient de *rétablir l'accord du récepteur* pour chaque point de mesure, faute de quoi la courbe relevée ne représente plus les propriétés du régulateur automatique.

Évaluation des temps de désensibilisation et de resensibilisation. — Le fonctionnement d'un régulateur automatique de gain n'étant jamais instantané, il s'écoule un temps appréciable entre le moment où se produit une variation du niveau et le moment où la régulation de la sensibilité du récepteur se trouve réalisée. Ce temps est fonction des diverses constantes de temps des circuits de détection et de régulation, ainsi que des valeurs des niveaux du signal avant et après sa variation. Il joue souvent un rôle important dans l'utilisation pratique du récepteur, par exemple lorsqu'on veut recevoir un signal manipulé, et, en conséquence, il est utile de pouvoir le mesurer. On peut y parvenir par le processus suivant :

a) On fait agir à l'entrée du récepteur un signal de niveau connu et suffisamment grand pour placer le point de fonctionnement du régulateur automatique assez loin dans la zone de régulation, par exemple $E_0 = 100\,000$ μV, point A sur le tronçon AB de la figure *XI-44*.

b) On module ce signal à un taux constant quelconque avec une fréquence *connue* et suffisamment faible pour permettre l'enregistrement du signal de

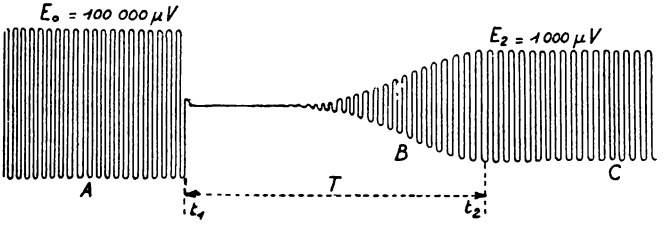


FIG. XI-45.

sortie à l'aide d'un oscillographe *mécanique* à stylet inscripteur connecté à la sortie du récepteur, par exemple 50 Hz. On règle la manette de puissance du récepteur et, éventuellement la sensibilité de l'oscillographe, de façon à obtenir sur une bande de papier à déroulement continu un oscillogramme tel que A sur la figure *XI-45*.

c) A un instant t_1, on diminue *brusquement* le niveau du signal à l'entrée, depuis sa valeur initiale E_0, jusqu'à une valeur E_2 (fig. *XI-44*) telle que le régulateur fonctionne encore dans la zone de régulation, par exemple $E_2 = 1\,000$ μV.

La resensibilisation du récepteur n'étant pas instantanée, le niveau du signal à la sortie tombe brusquement à une valeur très faible, puis remonte peu à peu à mesure que les condensateurs du régulateur automatique se déchargent, et finalement se stabilise à une nouvelle valeur constante, légèrement inférieure à la première, qui correspond à l'ordonnée du point P sur la courbe de régulation. Le diagramme tracé par le stylet de l'oscillographe affecte alors l'aspect schématisé en B et C sur la figure *XI-45*.

d) Sur l'oscillogramme ainsi obtenu, on repère l'instant t_2 pour lequel le nouveau régime permanent est pratiquement obtenu et l'on mesure la durée $T = t_2 - t_1$ du régime transitoire. L'étalonnage du temps sur la feuille d'enregistrement est immédiat dès l'instant où l'on connaît la fréquence de la modulation, donc celle des oscillations du stylet enregistreur.

e) On répète la mesure de T pour diverses valeurs du signal E_2, puis en inversant le sens de la variation, c'est-à-dire en faisant passer brusquement le signal à l'entrée d'une valeur faible E_2 à une valeur plus élevée E_0 pour évaluer le temps de désensibilisation.

Enfin, on recommence l'essai en accordant successivement le générateur et le récepteur sur diverses fréquences normales.

6° Brouillage sur la fréquence image.

Définition. — Dans un récepteur superhétérodyne, réglé pour recevoir une onde utile de fréquence F et dont les étages à fréquence intermédiaire sont accordés sur une fréquence f, l'oscillateur interne de changement de fréquence est généralement accordé sur une fréquence F' supérieure à F (pour des raisons d'alignement) et telle que $F' = F + f$. Il existe alors une fréquence $F_2 = F + 2f$, dite *fréquence image* de l'onde utile, pour laquelle, à la sortie du changeur de fréquence, on obtient un courant de fréquence $f' = F_2 - F' = f$, c'est-à-dire précisément la fréquence des étages intermédiaires. Si donc on fait agir sur le récepteur une onde brouilleuse de fréquence F_2, cette onde se trouve automatiquement accordée sur les étages à fréquence intermédiaire et bénéficie de toute l'amplification de ces étages au même titre que l'onde utile. La protection du récepteur contre le brouillage résulte alors uniquement de la sélectivité des circuits à fréquence porteuse qui précèdent le changeur de fréquence et qui, seuls, se trouvent déréglés pour l'onde brouilleuse.

Le brouillage sur la fréquence image est donc particulièrement redoutable, d'autant plus que la fréquence intermédiaire est plus faible devant la fréquence porteuse, et il est indispensable d'évaluer l'affaiblissement fourni par les étages d'entrée. En fait, l'accord sur la fréquence image constitue un des faux accords dont nous avons parlé ci-dessus dans l'étude de la sélectivité (§ C 3°, p. 696) et la mesure de la protection du récepteur contre le brouillage sur la fréquence image se ramène à une mesure de sélectivité sur un point particulier (sommet B, fig. *XI-28*). De ce fait, la technique opératoire est la même que pour l'étude de la sélectivité.

Mesures à un seul signal. — La méthode de mesure est exactement celle qui a été décrite ci-dessus pour la mesure de la sélectivité à un seul signal (p. 690) ; toutefois, comme la mesure se ramène en définitive à une comparaison de la sensibilité du récepteur sur deux accords (accord vrai et accord sur la fréquence image), on se trouve dans des conditions d'essais comparables à celles d'une mesure de sensibilité et les difficultés signalées pour le relevé d'une courbe de sélectivité en onde modulée (p. 694) disparaissent *ipso facto*. On opère alors

simplement en onde modulée avec le montage de la figure *XI-24* et conformément au processus suivant :

a) On accorde le générateur et le récepteur sur une fréquence normale F_0 comme pour la mesure de la sensibilité utilisable en téléphonie. On note le signal à l'entrée E_0 et la puissance de sortie P_0 (50 mW).

b) Sans modifier le réglage du récepteur, on accorde le générateur sur la fréquence image de F_0, soit $F_0 + 2f$, et on augmente son niveau jusqu'à ramener le signal de sortie du récepteur à sa valeur primitive P_0.

c) On lit alors la nouvelle valeur E_2 du signal à l'entrée du récepteur et on calcule la protection contre le brouillage par la relation :

$$20 \lg \frac{E_2}{E_0} \quad \text{décibels.}$$

d) On répète l'essai sur les diverses fréquences normales, surtout dans les gammes correspondant aux ondes courtes pour lesquelles la fréquence image se rapproche de la fréquence d'accord, donc pour lesquelles le brouillage devient plus dangereux.

Les résultats sont les mêmes avec et sans régulateur automatique de gain puisque, pour les deux accords, dans les étages intermédiaires, la porteuse reste à l'accord et conserve un niveau constant. Cependant, si le régulateur de gain est très efficace, le répérage de l'accord manque de précision et il est préférable de laisser le régulateur automatique hors circuit.

Mesures à deux signaux. — Comme pour les mesures de sélectivité, l'emploi de deux générateurs, schématisant l'un un signal utile l'autre un signal brouilleur accordé sur la fréquence image du second, permet de schématiser d'une façon plus exacte les conditions réelles d'utilisation pratique et, en particulier, d'évaluer l'importance du brouillage sur un récepteur en fonctionnement normal.

Le montage d'essais est du type indiqué sur les figures *XI-26* pour l'étude de la sélectivité à deux signaux. La technique opératoire est également similaire à cette seule différence près qu'on doit utiliser un *brouilleur non modulé*. En effet, dans le cas particulier où le brouilleur se trouve accordé sur la fréquence image de l'onde utile, on obtient dans les étages à fréquence intermédiaire un battement entre les courants à fréquence f provenant de l'onde utile et les courants de fréquence voisine de f provenant du brouilleur. Dès lors, même si le brouilleur n'est pas modulé, on obtient à la sortie du récepteur un sifflement à fréquence musicale qui constitue le brouillage à évaluer. La modulation du brouilleur ne ferait que compliquer sans profit le signal de sortie, donc l'interprétation de la mesure.

Les opérations expérimentals se résument alors comme suit :

a) On règle le générateur *B* (jouant le rôle de signal utile) et le récepteur comme pour la mesure de la sélectivité à deux signaux (p. 706). On note le signal à l'entrée E_0 et la puissance de sortie P_0 (500 mW), puis on coupe la modulation du générateur *B*.

b) On met en service le générateur *A* (jouant le rôle de signal brouilleur) et on lui fait émettre une *onde non modulée* de fréquence voisine de la fréquence image du générateur *B*. On ajuste sa fréquence de façon à amener la fréquence du battement dans les étages intermédiaires à la valeur normale de 400 Hz, puis on règle son niveau à une valeur E_2 telle que le sifflement à la sortie atteigne une puissance inférieure de 26 dB à P_0.

c) On évalue la *protection* contre le brouillage par la relation:

$$20 \lg \frac{E_2}{E_0} \quad \text{décibels.}$$

d) On répète l'essai avec le même niveau normal E_0 sur les diverses fréquences normales. On peut également le répéter pour diverses valeurs normales du niveau d'entrée.

7° Brouillage sur la fréquence intermédiaire.

— Si, à l'entrée d'un récepteur superhétérodyne, on fait agir un signal brouilleur accordé sur la fréquence f des étages intermédiaires et de niveau suffisamment grand pour qu'il puisse traverser les étages à fréquence porteuse, accordés sur une autre fréquence, ce brouilleur atteint l'amplificateur à fréquence intermédiaire sur lequel il se trouve accordé et où il bénéficie de toute l'amplification au même titre que l'onde utile. La seule protection du récepteur contre ce type de brouilleur réside donc uniquement, comme dans le cas du brouillage sur la fréquence image, dans l'affaiblissement des étages à fréquence porteuse ; elle peut devenir relativement faible lorsque le récepteur se trouve accordé sur des ondes dont la fréquence se rapproche de la fréquence intermédiaire du récepteur. On l'améliore souvent en pratique en connectant à l'entrée du récepteur un filtre accordé sur la fréquence intermédiaire qui arrête les courants parasites à cette fréquence.

— Du point de vue expérimental, le problème se pose exactement comme dans le cas précédent, à cette seule différence près que le brouilleur se trouve accordé directement sur la fréquence intermédiaire. En particulier dans le cas de la mesure à deux signaux, le brouillage est constitué par le sifflement qui prend naissance dans les étages intermédiaires par battement entre les courants à fréquence f provenant de l'onde utile après changement de fréquence et les courants à fréquence voisine de f induits directement par le brouilleur.

— La mesure de la protection contre le brouillage peut se faire avec un seul signal ou avec les deux signaux comme dans le cas du brouillage sur la fréquence image ; les opérations se conduisent exactement de la même façon sous la seule réserve d'accorder le générateur brouilleur sur la fréquence intermédiaire au lieu de la fréquence image.

8° Sifflements.

Définitions et causes diverses. — Dans un récepteur superhétérodyne, à l'entrée duquel on fait agir un signal utile d'une certaine fréquence F_0, et dans lequel se trouvent un ou plusieurs oscillateurs accordés sur des fréquences diverses (changeur de fréquence, de fréquence $F_2 = F_0 + f$; oscillateur de battement de fréquence f, etc.), on trouve de nombreux réglages pour lesquels il y a battement, soit dans les circuits d'entrée à fréquence porteuse, soit dans les circuits à fréquence intermédiaire, entre l'onde incidente ou l'un de ses harmoniques et des courants à la fréquence des oscillateurs internes ou d'un de leurs harmoniques ou encore avec des courants auxiliaires créés dans le récepteur par l'onde incidente. Ces battements donnent naissance à des sifflements musicaux analogues à ceux que produirait un brouilleur extérieur et qui perturbent la réception. Leur analyse et leur étude complètes seraient en général très complexes. En pratique, pour ne pas compliquer inutilement les mesures, on

limite leur étude à quelques cas simples et typiques choisis de façon à faire intervenir le plus directement possible les effets fondamentaux dont les combinaisons multiples sont à la base de tous les sifflements.

— On peut assez commodément grouper ces sifflements en deux grandes classes, à savoir :

a) les sifflements, qui pour certains modes de fonctionnement du récepteur, prennent naissance dans ce récepteur en l'absence d'onde incidente d'origine extérieure (onde utile ou brouilleur) par suite de battements entre les divers oscillateurs internes ;

b) les sifflements qui, dans le cas du fonctionnement le plus simple du récepteur (réception d'une onde modulée), apparaissent spontanément pour certains réglages et ont pour cause première l'onde utile elle-même.

Sifflements internes. — Ces sifflements, qui se produisent dans un récepteur en l'absence d'onde extérieure, sont dus à des battements parasites entre les divers oscillateurs internes du récepteur. Le cas le plus courant, donc le plus intéressant en pratique, est celui d'un récepteur superhétérodyne ordinaire comportant un oscillateur interne accordé sur une fréquence voisine de la fréquence intermédiaire pour la réception par battement des ondes entretenues.

Imaginons un tel récepteur équipé comme pour la mesure de la sensibilité (fig. *XI-24*), éteignons le générateur étalonné et explorons progressivement toute la gamme d'accord des circuits d'entrée. En principe, puisque le signal à l'entrée est supprimé, le récepteur devrait rester complètement silencieux ; en fait, le récepteur possède en lui-même un émetteur parasite, constitué par l'oscillateur de battement qui émet sur sa fréquence propre, voisine de f, et sur un grand nombre de ses harmoniques. Si ce générateur n'est pas suffisamment blindé et découplé des sources d'alimentation, il est susceptible d'induire des courants parasites sur les divers circuits du récepteur et en particulier sur les circuits d'entrée qui bénéficient de toute la sensibilité du récepteur.

Dès lors, chaque fois qu'on accorde le récepteur sur l'un des harmoniques de l'oscillateur de battement, les circuits d'entrée se trouvent traversés par des courants en résonance identiques à ceux que produirait une onde extérieure. Ces courants, après changement de fréquence, parviennent dans les étages intermédiaires avec la fréquence f de ces étages et donnent lieu à un battement musical avec l'oscillateur interne prévu précisément à cet effet.

En explorant toute la gamme d'accord du récepteur, on rencontre donc une série de sifflements qui se produisent chaque fois qu'on accorde le récepteur sur les harmoniques successifs de l'oscillateur interne. L'intensité de ces sifflements, mesurée à la sortie par le wattmètre, dépend évidemment de l'intensité des couplages parasites de l'oscillateur interne avec les circuits d'entrée, mais aussi des caractéristiques du récepteur, en particulier de sa sensibilité qui agit également sur l'intensité des signaux utiles quand ils existent.

La mesure des sifflements sur le wattmètre de sortie ne permet donc pas de chiffrer l'importance de la perturbation. Pour cela, il est nécessaire d'opérer sur le signal à l'entrée et de *comparer* l'induction parasite produite à l'entrée du récepteur *avec un signal étalonné* produisant le même effet sur le récepteur. On opère en principe de la façon suivante :

a) Après avoir repéré un sifflement, on parfait l'accord du récepteur sur l'harmonique brouilleur comme s'il s'agissait d'un signal à l'entrée d'origine extérieure.

On repère d'une façon quelconque, par exemple par comparaison à l'oscillo-

graphe avec un oscillateur étalonné à basse fréquence, la fréquence f' du sifflement produit à la sortie du récepteur et on note sur le wattmètre la puissance P_0 correspondante du signal de sortie.

b) On repère la *fréquence F* du signal parasite en allumant le générateur étalonné sans modulation et en le réglant à battement nul avec ce signal.

c) On dérègle légèrement le récepteur, d'un côté quelconque de l'accord, d'une quantité juste suffisante pour que le sifflement à mesurer atteigne une fréquence inaudible et soit pratiquement sans action sur le wattmètre de sortie.

Cela fait, on accorde le générateur sur la nouvelle fréquence F_1 du récepteur, en ajustant sa fréquence de façon à retrouver à la sortie la même fréquence f' que précédemment, puis on règle son niveau de façon à ramener à sa valeur primitive P_0 le signal de sortie du récepteur.

Enfin, on note la valeur E_1 du signal à l'entrée du récepteur ainsi défini.

d) On recommence la mesure de la même façon en réglant le récepteur sur une fréquence F_2 symétrique de F_1 de l'autre côté de l'accord et on note la valeur correspondante E_2 du signal à l'entrée.

Si la sensibilité du récepteur reste sensiblement constante dans la gamme de fréquence $F_1 F_2$ encadrant la fréquence F du signal parasite, les signaux E_1 et E_2 sont voisins et leur valeur commune mesure l'intensité du signal à l'entrée qui fournit à la sortie le même sifflement que l'induction parasite dans les mêmes conditions de réglage du récepteur. S'ils sont légèrement différents, on adopte comme mesure de l'interférence parasite la valeur moyenne : $\frac{E_1 + E_2}{2}$.

— On observerait des effets du même genre, que l'on mesurerait par une technique similaire, dans le cas d'un récepteur prévu pour la réception des ondes modulées, donc sans oscillateur de battement, mais dans lequel on utiliserait un double changement de fréquence.

Sifflements dus à l'onde incidente. — *Causes premières.* — Considérons maintenant le cas simple d'un récepteur destiné à la *réception des ondes modulées* (donc avec un seul oscillateur interne de changement de fréquence) à l'entrée duquel on fait agir une *onde entretenue.* En principe, on ne devrait percevoir aucun son à la sortie du récepteur ; en fait, pour certains réglages, on peut obtenir des sifflements plus ou moins intenses, comparables à ceux du cas précédent, et qui sont dus à des courants parasites créés aux dépens de l'onde incidente par certaines distorsions du récepteur.

— Un examen détaillé de ce type de brouillage montre que, en dernière analyse, les causes premières du phénomène peuvent se ramener à deux : d'une part, la *distorsion de l'onde incidente dans les premiers étages du récepteur,* d'autre part, une *réaction parasite, sur les circuits d'entrée, des courants sortant des étages à fréquence intermédiaire* après détection. Ces deux effets sont maximaux simultanément lorsque l'onde utile, sur laquelle on accorde le récepteur, a une *fréquence double de celle des étages à fréquence intermédiaire* du récepteur, car, pour ce réglage particulier, les deux effets fondamentaux interviennent directement avec le maximum d'efficacité et donnent naissance à des perturbations particulièrement nettes.

En conséquence, en pratique, on limite l'étude des sifflements de ce type à ce seul cas particulier qui contient tous les autres implicitement.

— Imaginons donc que, avec le montage de la figure *XI-24* utilisé pour la mesure de la sensibilité, on accorde le générateur et le récepteur sur une fré-

quence F *double de la fréquence intermédiaire* f du récepteur et telle que l'on ait par suite :

$$F = 2f.$$

Dans ces conditions l'oscillateur de changement de fréquence du récepteur se trouve accordé sur une fréquence :

(3) $$F_1 = F + f = 3f.$$

La réception normale de l'onde incidente produit alors dans les étages intermédiaires, après changement de fréquence, un courant de fréquence f.

— S'il y a *distorsion harmonique* dans les étages à fréquence porteuse, donc *avant le changement de fréquence,* on voit apparaître dans ces étages des courants de fréquences harmoniques de F, en particulier l'harmonique 2 : $F_2 = 2F = 4f = F + 2f$. Ce dernier se trouve accordé automatiquement sur la *fréquence image* du signal utile et, après changement de fréquence, atteint les étages intermédiaires avec une fréquence :

$$f' = F_2 - F_1 = f.$$

Il bat alors dans ces étages avec les courants de fréquence f provenant de la réception directe de l'onde utile et, s'il y a un léger déréglage, il produit un sifflement intense. Dans ce cas, l'onde utile devient son *propre brouilleur sur la fréquence image.*

— Considérons maintenant les courants produits par la réception directe de l'onde utile à la sortie des étages intermédiaires ; ils atteignent le détecteur avec la fréquence f ; à la sortie du détecteur où se produit leur redressement, on trouve dans les courants à haute fréquence, dérivés par le filtre connecté à l'entrée des étages à basse fréquence, une forte *composante harmonique de fréquence double,* soit :

$$F_3 = 2f = F$$

c'est-à-dire précisément de fréquence égale à celle de l'onde incidente. S'il y a une *réaction parasite des circuits de détection* sur les étages d'entrée du récepteur qui bénéficient de toute la sensibilité, il y a apparition dans ces circuits d'un battement entre deux ondes de fréquence F, donc d'un sifflement dès qu'on produit un léger déréglage. Dans ce cas, l'onde utile devient son *propre brouilleur sur sa fréquence fondamentale.*

— Imaginons maintenant que, à partir du réglage précédent, et *sans modifier l'accord du récepteur,* on dérègle légèrement d'une quantité ΔF la fréquence du générateur qui se trouve de ce fait accordé sur une fréquence voisine de F :

$$F' = F + \Delta F = 2f + \Delta F.$$

Les courants produits dans les étages intermédiaires par la réception directe de l'onde utile ont alors pour fréquence, en tenant compte de l'égalité (3) :

$$f' = F_1 - F' = 3f - (2f + \Delta F) = f - \Delta F.$$

Simultanément :

a) L'harmonique 2 de l'onde utile, produit dans les étages d'entrée du récepteur, a pour fréquence :

$$F'_2 = 2F' = 4f + 2\Delta F$$

et, après changement de fréquence, il fournit dans les étages intermédiaires un courant de fréquence :

$$f'_2 = F'_2 - F_1 = 4f + 2\Delta F - 3f = f + 2\Delta F.$$

Par battement avec le courant direct de fréquence f', ce courant produit des sifflements de fréquence :

$$\varphi_1 = f'_2 - f' = 3\Delta F \tag{4}$$

b) Les courants sortant du détecteur et réagissant sur le circuit d'entrée ont pour fréquence :

$$F'_3 = 2f' = 2f - 2\Delta F$$

leur battement avec le signal utile de fréquence F' donne donc des sifflements de fréquence :

$$\varphi_2 = F' - F'_3 = 3\Delta F. \tag{5}$$

— La comparaison des relations (4) et (5) montre que, *pour un même déréglage* ΔF du générateur, *les deux effets* produisent à la sortie du récepteur des *sifflements de même fréquence.*

En définitive, si l'on accorde le récepteur sur une fréquence $F = 2f$ et le générateur sur une fréquence voisine $F' = F + \Delta F$ et si l'on fait croître progressivement le niveau du signal à l'entrée du récepteur depuis des valeurs très faibles jusqu'au maximum réalisable (0,1 V), on observe successivement les effets suivants :

a) Tant que le niveau d'entrée reste très faible, la distorsion dans les étages à haute fréquence et la réaction des circuits de détection sont insignifiants et l'on ne perçoit aucun sifflement.

b) Quand le signal à l'entrée croît et atteint le niveau qui correspond à la limite de fonctionnement du régulateur automatique de sensibilité, les courants à la sortie du détecteur deviennent intenses et la réaction parasite sur les circuits d'entrée apparaît ; comme l'amplificateur à haute fréquence a encore toute sa sensibilité, il en résulte un sifflement de fréquence $3\Delta F$ dû uniquement à la réaction des circuits de détection.

c) Si l'on continue à faire croître le niveau du signal à l'entrée, le régulateur automatique de gain fonctionne et réduit la sensibilité du récepteur : il en résulte une réduction progressive du sifflement dû aux circuits de détection qui peut s'éteindre pratiquement.

Par contre, simultanément, la distorsion harmonique prend naissance dans les étages à fréquence porteuse et, avec elle, apparaît un nouveau sifflement, également de fréquence $3\Delta F$, dû au brouillage sur la fréquence image. Ce sifflement se substitue progressivement au premier et augmente continuellement en intensité en même temps que le niveau du signal à l'entrée.

Mode opératoire. — L'exploration méthodique de la gamme de fonctionnement du récepteur à niveau croissant fait apparaître deux zones de sifflements, de même fréquence, qui caractérisent, la première la réaction parasite des circuits de détection, la seconde la distorsion dans les étages à fréquence porteuse. La séparation et la mesure de ces sifflements permettent donc l'identification et l'évaluation des deux causes premières de perturbation.

— Le montage d'essais est toujours celui de la figure *XI-24* et la technique opératoire habituellement utilisée est la suivante :

a) On place le récepteur en position de réception normale des ondes modulées *avec son régulateur automatique* de gain et on fait agir à l'entrée un signal *non modulé, de niveau connu E,* et de fréquence voisine de $F = 2f$. On accorde le *récepteur* en se guidant sur le sifflement, puis on ajuste exactement à la

valeur $F = 2f$ les fréquences du générateur et du récepteur de façon à amener le sifflement à *battement nul,* donc le wattmètre de sortie à zéro.

b) On rétablit *momentanément* la modulation normale du générateur (400 Hz, 30 %) et on ajuste l'*organe de réglage de la puissance* du récepteur de façon à amener le signal à la sortie à une valeur P_0 de l'ordre de grandeur de la puissance de référence, par exemple 500 mW (§ C 4°, p. 713).

c) On coupe la modulation du générateur et on dérègle légèrement sa fréquence de façon à obtenir un sifflement à 400 Hz. On lit alors sur le wattmètre un signal musical de puissance P qui caractérise l'intensité du sifflement et on évalue la *protection* du récepteur contre les sifflements pour le réglage utilisé par la relation :

$$S = 10 \lg \frac{P_0}{P} \text{ décibels.}$$

d) On répète l'essai complet en faisant varier progressivement le niveau E du signal à l'entrée dans toute la gamme de fonctionnement du récepteur.

Présentation des résultats. — On porte en abscisses les tensions E du signal à l'entrée, suivant une échelle logarithmique, et en ordonnées les facteurs de protection S suivant une échelle linéaire.

La courbe obtenue présente en général l'aspect indiqué sur la figure *XI-46.*

Si l'on admet, comme précédemment, que le brouillage devient prohibitif lorsque le rapport $S = \frac{\text{signal utile}}{\text{sifflement}}$ devient inférieur à 26 dB, on peut délimiter immédiatement les deux zones de brouillage sur la figure *XI-46* en tirant une droite AB d'ordonnée 26 dB. Cette droite découpe sur la courbe les deux

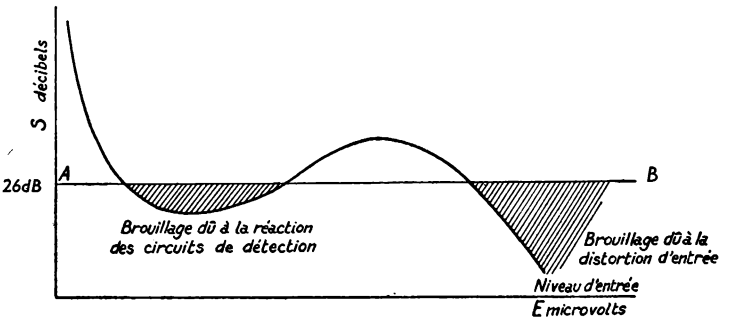


FIG. XI-46.

zones hachurées qui correspondent aux réglages pour lesquels l'intensité des sifflements dépasse la limite admise et qui mesurent respectivement l'importance des brouillages dus à la réaction des circuits de détection et à la distorsion dans les étages à haute fréquence.

9° Mesures des rayonnements.

Définitions. — Comme nous l'avons signalé plus haut (§ A 2°, p. 635), la plupart des récepteurs comportent un ou plusieurs oscillateurs internes, couplés plus ou moins directement avec l'antenne du récepteur et avec le réseau d'alimentation, et qui, par ces intermédiaires, peuvent rayonner des ondes parasites susceptibles de perturber gravement le fonctionnement des récepteurs voisins.

Pour cette raison, on est conduit à exiger des constructeurs une élimination aussi grande que possible de ces rayonnements et par suite à chercher un moyen pratique de les évaluer pour leur imposer une limite fonction des conditions d'emploi prévues pour le récepteur.

— A première vue, ce genre de mesure est extrêmement délicat car le couplage effectif du récepteur brouilleur avec les récepteurs voisins dépend, non seulement du récepteur brouilleur, mais des emplacements relatifs de ce récepteur par rapport aux récepteurs brouillés, des caractéristiques de ces derniers ainsi que celles des antennes et des circuits du réseau d'alimentation.

Par contre, il est évident que, pour une installation d'ensemble donnée, le brouillage apporté par le récepteur en essai est d'autant plus important que les signaux, induits par ses oscillateurs internes dans son circuit d'antenne et dans son circuit d'alimentation, sont plus forts et inversement.

Dès lors, moyennant une définition précise des circuits reliés au récepteur (antenne, circuit d'alimentation) et une expérimentation préalable de tarage, il est possible de classer les récepteurs par ordre de brouillage croissant et même de fixer les limites admissibles de brouillage en limitant le contrôle à de simples mesures des tensions induites par les oscillateurs internes aux bornes des circuits d'antenne et des circuits d'alimentation du récepteur. C'est sous cette forme limitée et à base empirique que l'on pratique couramment ce que l'on appelle les *mesures de rayonnement* d'un récepteur.

— L'organe de mesure fondamental est donc essentiellement un voltmètre. Ce dernier doit avoir une impédance d'entrée assez grande pour ne pas perturber pratiquement les circuits aux bornes desquels on veut opérer ; en outre, ses caractéristiques doivent permettre de sélectionner et de mesurer séparément les diverses tensions qui peuvent être induites par les divers oscillateurs internes, ainsi que par leurs harmoniques qui sont souvent très intenses. Comme les tensions à mesurer ont des fréquences radioélectriques et peuvent avoir des valeurs quelconques, la solution la plus simple consiste à utiliser comme voltmètre un récepteur fonctionnant une millivoltmètre sélectif et équipé comme nous l'avons indiqué au chapitre I, § D 2°, p. 81. Lorsqu'on a le choix, il est préférable d'utiliser un récepteur du type à amplification directe, de préférence à un récepteur superhétérodyne, de façon à faire disparaître tout risque d'accords fantômes susceptibles d'être confondus avec des émissions réelles et de faire croire à l'existence de rayonnements qui, en réalité, n'existent pas. Dans le cas où l'on ne dispose que d'un récepteur à changement de fréquence, il convient d'analyser avec soin les fréquences des divers accords apparents du récepteur et d'éliminer de la mesure tous les accords sur fréquences images ou parasites. D'ailleurs, dans le cas des mesures de rayonnement d'un récepteur, les tensions induites dans les circuits étudiés ont en principe les fréquences des oscillateurs internes et des étages à fréquence intermédiaire ou celles de leurs harmoniques et la discrimination des accords parasites est en général assez simple.

— Les points entre lesquels il convient d'effectuer la mesure et les circuits de charge à utiliser dépendent du circuit à étudier.

Rayonnement par les circuits d'antenne. — Les divers rayonnements par les circuits d'antenne sont évalués en principe par les valeurs des tensions correspondantes produites entre les bornes « Antenne-Terre » du récepteur. Mais la mesure n'a un sens que si l'on définit nettement le circuit de charge extérieur connecté entre ces bornes.

En fonctionnement normal, ce circuit est constitué par l'antenne réelle.

La première solution qui vient à l'esprit consiste donc à connecter entre les bornes « Antenne-Terre » du récepteur une antenne fictive normale, par exemple l'antenne normale universelle définie plus haut (fig. *XI-7*) ; le montage prend alors l'aspect de la figure *XI-47 a*.

Cette solution a l'avantage de faire travailler le récepteur à toutes fréquences sur sa charge normale. Par contre, si l'on remarque que l'impédance de l'antenne passe par un minimum pour la fréquence de résonance du circuit LC_1, on voit que, dans ce montage, les tensions mesurées sont arbitrairement affaiblies au voisinage de la fréquence de résonance, c'est-à-dire précisément pour les fréquences pour lesquelles l'antenne réelle entre en résonance et donne lieu à un renforcement du rayonnement.

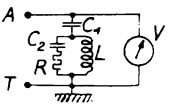


FIG. XI-47 *a*.

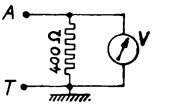


FIG. XI-47 *b*.

Pour éviter cette contradiction, on peut remplacer l'antenne normale par une simple résistance R de 400 Ω (fig. *XI-47 b*) qui coïncide pratiquement avec l'antenne normale pour les fréquences élevées.

— Par ailleurs, dans les conditions normales d'emploi, le récepteur est en principe relié à la terre par un fil de terre qui présente une certaine impédance. Pour tenir compte de la présence de ce fil, il faut aux essais effectuer la liaison de la borne « terre » du récepteur à la masse du banc de mesure par l'intermédiaire d'un réseau équivalent. On a proposé (1) celui qui est représenté sur la figure *XI-48*. Suivant la position du commutateur S_1, le réseau représente un fil de terre de 20 m (position 2), un fil de 2 m (position 1) ou une liaison directe (position 3).

— Ce dispositif comporte également le circuit de charge de l'antenne, constitué par une antenne fictive normale (fig. *XI-9*). Le commutateur S_2 permet de fermer le circuit d'antenne, soit sur le générateur (position 1), pour les mesures nécessitant un signal à l'entrée du récepteur, soit sur une résistance équivalente r pour ceux qui nécessitent l'emploi du générateur en d'autres points.

Le voltmètre de mesure de la tension caractérisant le rayonnement est connecté entre la terre réelle (borne c) et la borne d'antenne du récepteur.

Rayonnement par le réseau d'alimentation. — Les rayonnements par les circuits de liaison du récepteur au réseau d'alimentation sont évalués en principe par les valeurs des tensions correspondantes produites entre les câbles d'alimentation, ou entre ces câbles et la masse. Plus encore peut-être que dans le cas du rayonnement par l'antenne, les mesures n'ont de sens dans le cas actuel que si l'on définit nettement les caractéristiques du réseau alimentant le récepteur ainsi que la position exacte des points entre lesquels on connecte le voltmètre.

La solution la plus simple et la plus judicieuse, compte tenu de ce qui a été dit plus haut pour la mesure des parasites industriels (chap. X, § F 3°, p. 617), consiste à alimenter le récepteur à travers le réseau normal représenté sur la figure *X-14*.

La fiche d'alimentation du récepteur est connectée entre les bornes MN.

Le voltmètre de mesure des tensions caractéristiques du rayonnement par le réseau est placé successivement entre les bornes CD pour la mesure de la tension asymétrique puis entre les bornes CA et CB pour les mesures

(1) Commission Électrotechnique Internationale. Méthodes de mesure des récepteurs radiophoniques pour les émissions de radiodiffusion à modulation d'amplitude. Publication 69.

des tensions entre chaque fil et la masse. On en déduit par une construction graphique, s'il y a lieu, la tension symétrique que l'on pourrait mesurer directement entre AB si l'on avait un voltmètre à entrée symétrique.

Pratiquement, la tension symétrique reste en général faible et l'on peut se contenter de la mesure de la tension asymétrique relevée entre les bornes CD.

— Les résultats des mesures sont le plus souvent *très fortement influencés* par certaines caractéristiques de montage des appareils, en particulier :

a) les liaisons de masse du récepteur ;

b) l'impédance connectée entre les bornes Antenne-Terre du récepteur ;

c) la longueur et la disposition du cordon d'alimentation reliant le récepteur à la prise de courant branchée entre les bornes MN ;

d) la distance du récepteur par rapport aux masses électriques avoisinantes ;

e) les réglages du récepteur.

En conséquence, il est indispensable de préciser toujours avec beaucoup de

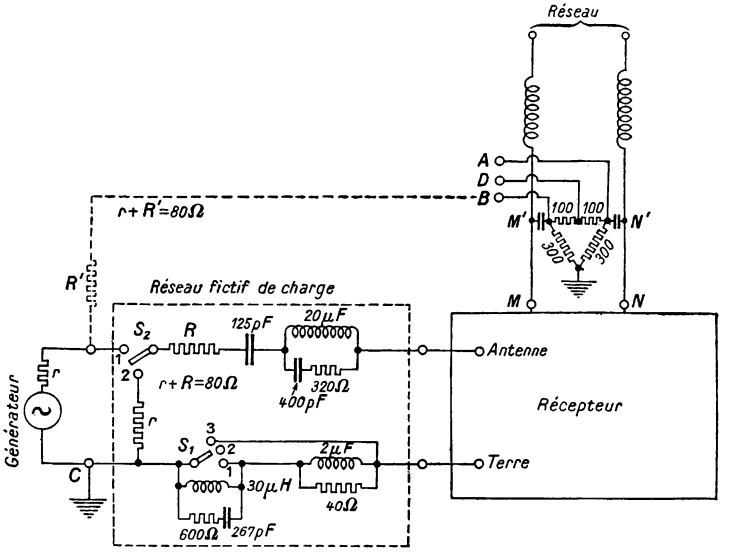


FIG. XI-48.

soin *tous les détails* de réalisation du dispositif expérimental utilisé pour les essais.

— En principe on utilise le schéma de la figure *XI-48* avec les conventions suivantes :

a) le récepteur est disposé à 40 cm au-dessus d'une plaque métallique mise à la terre, de 1 m sur 2 m au minimum ;

b) la liaison des bornes d'antenne et de terre du récepteur au réseau fictif de charge est réalisée par des connexions aussi courtes que possible ;

c) la liaison du récepteur au réseau fictif d'alimentation est réalisée par un câble bifilaire (MM' — NN') de 1 m de longueur tendu dans l'axe d'un tube métallique de 8 cm de diamètre , perpendiculaire au panneau du récepteur et relié à la masse du réseau fictif par son extrémité opposée au récepteur.

Montage et mode opératoire. — Toutes les mesures peuvent être faites à l'aide du montage de la figure *XI-48* en connectant le voltmètre entre la masse C

et la borne d'antenne du récepteur (pour la mesure des rayonnements par l'antenne)ou la borne D du réseau fictif (pour la mesure des rayonnements par le réseau). Le voltmètre de mesure est constitué par un récepteur à grande impédance d'entrée suivi d'un indicateur de niveau de sortie.

— En principe, les rayonnements se manifestent surtout sur la fréquence de l'oscillateur interne du récepteur, ou ses harmoniques, et sur la fréquence intermédiaire.

Pour mesurer les premiers, on opère sans signal à l'entrée du récepteur (commutateur S_2 sur sa position 2). Pour mesurer les seconds, au contraire, il faut faire agir à l'entrée du récepteur un signal à haute fréquence de niveau déterminé (commutateur S_2 sur la position 1) et accorder normalement le récepteur sur ce signal.

— Pour effectuer la mesure, on règle le récepteur, et s'il y a lieu le générateur, sur la fréquence nominale de l'essai et on place les divers organes de réglages annexes sur des positions que l'on précise nettement.

On branche la tête du voltmètre entre les bornes correspondant au circuit sur lequel on veut étudier le rayonnement et on explore méthodiquement toute la gamme des fréquences possibles de rayonnement en faisant varier progressivement la fréquence d'accord du récepteur utilisé comme voltmètre, comme pour la recherche d'une station émettrice.

Lorsqu'on passe sur la fréquence d'une onde rayonnée par le récepteur en essai, le microampèremètre indicateur du voltmètre dévie ; on parfait l'accord du récepteur-voltmètre et on ajuste sa sensibilité de façon à amener l'aiguille de l'indicateur sur un repère θ. Cela fait, on branche la tête du voltmètre aux bornes de sortie d'un générateur étalonné dont on régle la fréquence et le niveau de façon à ramener l'aiguille de l'indicateur sur son repère θ. Enfin, on note sur les cadrans étalonnés du générateur la fréquence d'accord et le niveau de sortie qui mesurent les caractéristiques du rayonnement du récepteur.

On repère ainsi toutes les émissions parasites du récepteur en essai pour le réglage adopté. On répète ensuite l'essai en accordant successivement le récepteur étudié sur les diverses fréquences normales.

10° Sensibilité aux perturbations provenant du réseau d'alimentation.

— Comme complément à la mesure du rayonnement du récepteur par le réseau, il est intéressant de mesurer sa sensibilité pour les ondes perturbatrices qui parviennent au récepteur par ses circuits d'alimentation.

— Les résultats des mesures étant susceptibles de varier considérablement suivant les conditions d'emploi du récepteur, en particulier suivant les caractéristiques du réseau de charge connecté entre les bornes « antenne-terre », il est nécessaire, ici encore, de bien préciser ces conditions. En principe, on utilise également le montage de la figure *XI-48*.

— Pour faire la mesure, on place le commutateur S_2 sur sa position 2 et on applique un signal à haute fréquence sur le réseau fictif en connectant le générateur sur l'une des bornes A, B ou D de ce réseau (connexion en pointillé).

Cela fait, on accorde le récepteur sur le générateur et on ajuste le niveau de ce dernier de façon à amener le signal de sortie du récepteur à une certaine valeur P_0. On note P_0 et le signal E_0 utilisé.

Enfin, on connecte le générateur à l'entrée du récepteur en plaçant le com-

mutateur S_2 sur 1 (la connexion en pointillé étant coupée) et on ajuste son niveau pour ramener à P_0 la valeur du signal de sortie.

On note la nouvelle valeur E du signal utilisé et on évalue la *protection* contre les perturbations par l'expression :

$$20 \lg \frac{E_0}{E} \quad \text{décibels.}$$

On effectue la mesure successivement sur les bornes A, B ou D et on conserve le résultat qui correspond au brouillage maximal (E_0 minimal).

Enfin, on répète la mesure en accordant successivement le générateur sur les diverses fréquences normales.

11° Mesures diverses.

Amplification à niveau variable. — Nous avons étudié plus haut (§ 5°, p. 717) le processus expérimental, applicable à un récepteur muni d'un dispositif de réglage automatique de gain qui a pour but de déterminer la loi de variation du signal à la sortie en fonction du niveau du signal à l'entrée, c'est-à-dire en définitive la loi de variation de l'amplification globale en fonction du niveau du signal. Ce processus, destiné avant tout à mettre en lumière l'efficacité du régulateur automatique de gain, met en œuvre systématiquement des signaux de niveau très élevé.

— Dans le cas où le récepteur ne comporte pas de régulateur automatique, il reste tout aussi intéressant d'analyser le comportement du récepteur en fonction du niveau du signal à l'entrée dans le but de déterminer les seuils de fonctionnement, les zones de saturation, la loi de détection, la zone d'utilisation normale, la loi de variation du bruit de fond du récepteur, etc. Le mode opératoire à niveau élevé indiqué pour les récepteurs munis d'un régulateur automatique aurait pour effet de saturer le récepteur et devient inutilisable. On lui substitue le processus à niveau faible suivant qui fait travailler le récepteur dans sa zone de fonctionnement normal.

— On équipe le récepteur comme pour les mesures de sensibilité et de sélectivité à un seul signal (fig. *XI-24*), puis on règle le générateur et le récepteur comme pour la mesure de la *sensibilité utilisable en téléphonie* dans le cas du réglage manuel de gain (§ C 2°, p. 685).

Cela fait, sans modifier les réglages du récepteur et du générateur, on fait varier le niveau du signal à l'entrée depuis les valeurs les plus faibles correspondant à un signal mesurable à la sortie jusqu'aux valeurs les plus grandes compatibles avec un fonctionnement correct du récepteur, c'est-à-dire en arrêtant la mesure au seuil de la saturation.

Pour chaque valeur E du signal à l'entrée, on mesure à la sortie la puissance P du signal utile et le niveau B du bruit de fond mesuré en présence de la porteuse comme pour la mesure de la sensibilité utilisable en téléphonie, la séparation du signal utile et du bruit de fond étant effectuée comme il est indiqué au § B 5°, p. 673.

Les résultats des mesures sont traduits par des courbes qui représentent les lois de variation du signal utile et du bruit de fond à la sortie en fonction du niveau du signal à l'entrée et dont l'aspect renseigne immédiatement sur les divers régimes de fonctionnement du récepteur (fig. *XI-49*).

Comme les gammes de niveaux utilisées sont beaucoup moins étendues que

dans le cas d'un récepteur muni d'un régulateur automatique, on utilise en général des échelles linéaires. On porte en abscisses les tensions à l'entrée exprimées en microvolts ; en ordonnées, on porte de préférence, non pas les puissances P et B du signal utile et du bruit de fond, mais les tensions correspondantes $\overline{S} = \sqrt{PR}$ et $\overline{V} = \sqrt{BR}$ aux bornes de la résistance de charge R, exprimées en volts, et que l'on peut mesurer directement à l'aide d'un voltmètre quadratique connecté en parallèle sur l'impédance de charge.

On peut ainsi, par un simple examen de la forme de la courbe $S = f(E)$ localiser les zones de fonctionnements quadratique et linéaire du récepteur.

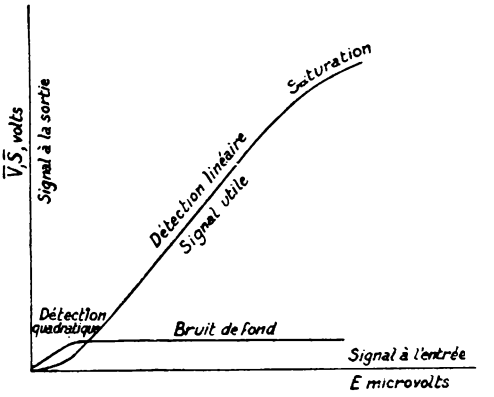


FIG. XI-49.

Cette mesure se confond avec celle de la mesure du bruit de fond que nous examinerons plus loin (§ D, 3°, p. 745).

— Comme dans le cas de l'essai d'efficacité du régulateur automatique de sensibilité, il serait avantageux de compléter ces mesures de niveaux par des mesures de distorsion harmonique, surtout au voisinage de la saturation.

Amplification à taux de modulation variable. — Dans l'essai précédent, relatif à un récepteur sans régulateur automatique de sensibilité, la courbe d'amplification à niveau variable renseigne sur les limites du fonctionnement linéaire du récepteur.

Dans le cas d'un récepteur muni d'un régulateur automatique de gain, ou dans celui d'un récepteur à super-réaction, l'amplification varie avec le niveau de la porteuse et la loi de fonctionnement du détecteur est masquée par celle du régulateur de gain. Pour étudier la *linéarité* de l'appareil il est alors nécessaire d'opérer à niveau constant de la porteuse et on est conduit à prendre comme paramètre variable la profondeur de modulation.

On utilise encore le montage de la figure *XI-24* et on règle le générateur et le récepteur comme pour la mesure de la sensibilité utilisable en téléphonie. Cela fait, sans modifier la valeur du signal à l'entrée, on fait varier le taux de modulation dans toutes les limites compatibles avec le fonctionnement du générateur étalonné utilisé. Pour chaque valeur du taux de modulation, on mesure la tension efficace $\overline{S}$ du signal utile à la sortie. Si le récepteur est linéaire, $\overline{S}$ est proportionnel au taux de modulation.

Contrôle de la stabilité. — Comme nous l'avons vu plus haut (§ A 2°, p. 635), la stabilité d'un récepteur est définie par son aptitude à conserver ses caractéristiques initiales quelles que soient les conditions d'utilisation. Pour la contrôler, il suffit donc de reprendre les principales mesures ci-dessus en plaçant successivement le récepteur dans des conditions de fonctionnement diverses.

— En pratique, on limite en général le contrôle à celui de la stabilité des deux principales caractéristiques des récepteurs, accord et sensibilité, d'une part en fonction du temps pour évaluer l'importance des dérives qui se manifestent presque toujours pendant les premiers temps de la mise en service, d'autre part

en fonction de la tension de la source d'alimentation qui est souvent assez instable en service courant.

Dans le cas usuel d'un récepteur superhétérodyne, le contrôle de la stabilité d'accord se réduit à la mesure des variations de la fréquence de l'oscillateur interne de changement de fréquence. On opère, comme pour n'importe quel type d'oscillateur, par comparaison avec une source auxiliaire de fréquence étalonnée (chap. VII, § B, chap. IX, § C).

Pour contrôler la stabilité de la sensibilité, on répète dans des conditions expérimentales identiques la mesure de la sensibilité utilisable en téléphonie et on compare les divers résultats.

— Cela étant, on conduit l'essai comme suit :

a) Le *récepteur* étant laissé *hors service*, on met en état de marche tous les appareils de mesure du banc d'essais : générateur étalonné, fréquencemètre, etc. et on les laisse fonctionner pendant un temps suffisant (de l'ordre de l'heure) pour obtenir pour chacun un fonctionnement très stable. On règle le générateur sur la fréquence de l'essai.

b) A un instant repéré T_0, pris comme origine de l'essai, on met en service le récepteur en réglant la tension de la source d'alimentation à sa valeur nominale U_0, par exemple 115 V pour un récepteur sur réseau à 50 Hz usuel ; on l'accorde rapidement sur le générateur comme pour la mesure de la sensibilité utilisable en téléphonie, puis, *sans modifier l'accord du récepteur*, on mesure la fréquence de l'oscillateur et la sensibilité aux instants suivants :

$T_1 =$ 3 minutes après l'allumage
$T_2 = 15$ — —
$T_3 = 30$ — —
$T_4 = 60$ — —

Si la dérive de fréquence est suffisante pour provoquer le désaccord du récepteur, on corrige le déréglage, pour la mesure de la sensibilité, en agissant sur l'*accord du générateur* étalonné. En outre, pour chaque essai, on reprend le réglage de sensibilité du récepteur pour maintenir le rapport signal/bruit à 26 dB.

— On évalue la dérive en notant les variations de fréquence en kilohertz et les variations de sensibilité en décibels, comptées à partir de l'instant T_1.

c) Après l'essai de dérive, c'est-à-dire après une heure de fonctionnement, on porte successivement la tension d'alimentation à des valeurs U_1 et U_2, encadrant la tension nominale U_0, par exemple $U_0 \pm 10$ %. Pour chacune de ces tensions et après un fonctionnement d'une dizaine de minutes, on mesure les nouvelles valeurs de la fréquence de l'oscillateur et de la sensibilité.

On évalue l'influence des variations de la tension d'alimentation en notant les variations de fréquence et de sensibilité comptées à partir des valeurs mesurées sous la tension U_0.

— L'essai complet peut être repris en accordant le générateur et le récepteur sur plusieurs fréquences normales. Dans ce cas, il ne faut pas oublier de *laisser reposer le récepteur* entre chaque essai un temps suffisamment grand, par exemple une nuit, pour qu'il puisse être considéré comme revenu à la température ambiante.

— Dans certains récepteurs superhétérodynes, le fonctionnement du régulateur automatique sous l'action de l'onde reçue peut provoquer des dérives de fréquence de l'oscillateur de changement de fréquence, donc des déréglages d'accord fonction du niveau du signal à l'entrée. Pour mesurer cet effet, on peut faire agir à l'entrée du récepteur un signal réglé à l'accord et dont on fait varier le niveau. Pour chaque valeur du niveau de ce signal, on mesure

la variation de fréquence de l'oscillateur de changement de fréquence à partir de la valeur correspondant à la réception d'un signal faible.

D. — MESURES DES BRUITS DE FOND

1° Rappel des définitions fondamentales.

On sait que le **bruit** de fond dans les récepteurs provient principalement de l'agitation thermique dans les circuits d'entrée et de l'effet de grenaille dans le premier tube.

Avant d'aborder l'examen des moyens dont on dispose pour chiffrer et mesurer ces deux effets, il est indispensable de préciser les conditions pratiques dans lesquelles ils se manifestent et les paramètres mesurables dont ils dépendent. A cet effet, nous allons résumer rapidement les différents cas usuels.

Résistance pure. — C'est le cas le plus simple. Les électrons libres du métal ne sont soumis à aucun champ polarisant et sont seulement animés des mouvements parfaitement chaotiques dus à l'agitation thermique. La vitesse moyenne, donc également le *courant moyen*, sont rigoureusement *nuls*. Par contre, et au hasard des concordances des trajectoires, les valeurs moyennes *instantanées fluctuent* perpétuellement autour de zéro. Il en est de même de la différence de potentiel aux bornes de la résistance.

En définitive, du fait de l'agitation thermique, il apparaît aux bornes d'une résistance complètement isolée une différence de potentiel v, de faible valeur, mais continuellement variable en grandeur et en signe au rythme des fluctuations électroniques. Comme celles-ci sont régies par le hasard, les variations rapides sont aussi probables que les variations lentes et inversement. Il s'ensuit que la décomposition spectrale de la tension v (Intégrale de Fourier) conduit à la considérer comme résultant de la superposition d'un nombre infini de tensions sinusoïdales régulièrement réparties dans tout le spectre des fréquences depuis zéro jusqu'à l'infini. Pour la *commodité de la discussion*, on peut assimiler pratiquement ce spectre continu à un spectre de raies, comportant un nombre très grand, mais fini, de composantes d'amplitudes quelconques uniformément réparties dans tout le spectre de fréquence.

Dès lors, on est ramené à un problème d'électrotechnique usuelle ; la valeur moyenne de la tension v est nulle, mais sa valeur efficace $\bar{v}_t$ est liée à celles des diverses composantes $\bar{v}_i$ par la relation :

$$\bar{v}_t^2 = \sum \bar{v}_i^2.$$

On conçoit en outre que, si l'on isole dans le spectre total les composantes comprises dans une bande de fréquence B_p quelconque, la valeur efficace $\bar{v}$ de la tension partielle de bruit due à ces composantes soit liée à la largeur de la bande par une relation de proportionnalité de la forme :

$$\bar{v}^2 = MB$$

où M est une constante.

L'étude des fluctuations, développée à partir de considérations comparables à celles qui sont à la base de la théorie cinétique des gaz, permet de calculer cette constante et conduit à exprimer $\bar{v}^2$ par la relation :

$$\bar{v}^2 = 4kTRB_p$$

où k est la constante de Boltzmann, T la température absolue et R la valeur de la résistance.

Pour les applications usuelles on utilise habituellement les unités du système pratique. On exprime alors :

$\bar{v}$ en volts,
R en ohms,
B_p en hertz,
$k = 1{,}37 \cdot 10^{-23}$ joules.

De plus, on convient en général de prendre $T = 300°K$ (27°C) ce qui donne finalement :

$$\bar{v}^2 = 1{,}64 \cdot 10^{-20} R B_p$$

soit encore pratiquement :

(6) $$\boxed{\bar{v} = 4\sqrt{R B_p} \text{ microvolts}}$$

en exprimant :

R en mégohms,
B_p en kilohertz.

La tension ainsi calculée représente *la valeur efficace de la tension partielle de bruit de fond* aux bornes de la résistance *pour les composantes comprises dans la bande de fréquence* B_p.

— Si on intercale la résistance dans un circuit, l'agitation thermique dans la résistance donne naissance à des courants de bruit qui sont liés à la tension de bruit à circuit ouvert aux bornes de la résistance comme, pour une source ordinaire, les courants débités dans un circuit extérieur sont liés à la force électromotrice (Théorème de Thévenin).

Autrement dit, du fait de l'agitation thermique, *tout élément de circuit de résistance R est le siège d'une force électromotrice de bruit exprimée par la relation* (6). Dans un circuit fermé complet, les forces électromotrices de bruit se composent quadratiquement comme pour des sources ordinaires de fréquences diverses.

Circuit oscillant. — En pratique, on connecte à l'entrée d'un récepteur, non pas une résistance pure, mais un circuit oscillant, isolé ou couplé à d'autres circuits, par exemple une antenne.

L'agitation thermique qui se manifeste dans les divers éléments du circuit de résistance totale r, donne naissance à une force électromotrice de bruit qui agit dans le circuit à la façon d'une source ordinaire et qui a pour expression :

$$\bar{\varepsilon}^2 = 4kTrB_p.$$

Comme, pour toutes les composantes utiles du spectre de bruit comprises dans la bande passante B_p du récepteur complet toujours faible devant celle du circuit seul, ce dernier est pratiquement à l'accord, la force électromotrice de bruit $\bar{\varepsilon}$ produit aux bornes du circuit une tension de bruit $\bar{v}$ telle que :

$$\overline{v^2} = Q^2 \bar{\varepsilon}^2 = \frac{L^2\omega^2}{r^2} \cdot 4kTrB_p = 4kTRB_p$$

en désignant par R la *résistance apparente* du circuit oscillant, mesurée entre ses bornes, donc en fait intercalée dans le circuit de grille et évaluée en *tenant compte des réactions des circuits extérieurs* couplés à ce circuit, soit :

$$R = \frac{L^2\omega^2}{r}.$$

Tubes électroniques. — Dans un tube dont la grille serait mise en court-circuit, on observe un bruit de fond propre au tube qui est dû à l'effet de grenaille, c'est-à-dire aux fluctuations du débit électronique de la cathode autour de sa valeur moyenne égale au courant cathodique constant I_0.

On pourrait évidemment étudier directement les fluctuations du courant comme on a étudié plus haut les fluctuations de tension aux bornes d'un circuit. Mais en pratique, ce qu'il est intéressant de connaître, c'est surtout la valeur relative des bruits produits respectivement par le tube et par le circuit connecté sur sa grille. Il est alors plus commode de chiffrer le bruit de grenaille par la valeur d'une *tension fictive de bruit*, supposée appliquée sur la grille d'un tube idéal sans effet de grenaille et qui produirait dans le circuit de plaque les mêmes fluctuations du courant de plaque.

En général, cette tension fictive de bruit est elle-même mesurée par la valeur d'une résistance fictive, dite *résistance de bruit* ou *de souffle* du tube, supposée connectée dans le circuit de grille et aux bornes de laquelle apparaîtrait la tension fictive à évaluer. Sa valeur est liée à celle de la tension fictive de bruit par la relation (6).

La résistance de souffle d'un tube, ainsi définie, croît évidemment avec les fluctuations du courant de plaque, donc avec la valeur de ce courant ; en outre, elle est d'autant plus grande que l'amplification du tube, donc la pente S sont plus faibles et inversement.

Dans le cas relativement simple d'un tube triode, l'étude des fluctuations du courant a conduit divers auteurs à proposer, pour évaluer la résistance de souffle, des formules qui se présentent sous l'une des formes suivantes :

$$R_s \approx 6\,000\,\frac{I}{S^2} \quad \text{ohms}$$

$$R_s \approx \frac{3000}{S} \quad \text{ohms}$$

en exprimant I en milliampères et S en milliampères par volt.

Dans le cas d'un tube à électrodes multiples, le problème est plus complexe car les fluctuations du courant de plaque, identiques à celles qui interviennent dans un tube triode, se compliquent de fluctuations de répartition des électrons entre la plaque et les divers écrans. Il en résulte que, à courant de plaque égal, le bruit de fond d'un tube à écran, par exemple, est plus important que celui d'un tube triode, d'autant plus que le courant d'écran est plus intense.

Pour un tube à écran usuel, comportant une cathode à oxydes, Schottky a établi une expression de la forme :

$$R_s = \frac{2\,500}{S} \cdot \frac{I_a}{I_a + I_e} + 20\,000\,\frac{I_a}{S^2} \cdot \frac{I_e}{I_a + I_e} \quad \text{ohms.}$$

En désignant par :

I_a le courant d'anode en milliampères,
I_e le courant d'écran en milliampères,
S la pente en milliampères par volt.

Le premier terme représente l'effet des fluctuations du courant de plaque et le second celui des fluctuations de répartition entre la plaque et l'écran.

Enfin, *dans le cas d'un tube changeur de fréquence*, il faut faire figurer en S dans les formules précédentes la pente de conversion de la mélangeuse, en

général sensiblement plus faible que la pente normale. La résistance de souffle est alors sensiblement plus élevée que dans le cas d'un tube triode.

A titre documentaire, on peut citer comme ordre de grandeur des résistances de souffle les exemples suivants :

Type des tubes	Conditions d'utilisation	R_s ohms	S mA/V
1852	Amplificateur triode	200	11,2
1852	Amplificateur pentode	700	9
1852	Convertisseur de fréquence	3 000	3,4
6J5	Amplificateur triode	1 250	2,6
6SK7	Amplificateur pentode	10 000	2
EF8	Amplificateur pentode	3 000	1,8
6K8	Convertisseur de fréquence	250 000	0,35
6L7	Convertisseur de fréquence	210 000	0,38

Circuit d'entrée. — Le circuit d'entrée d'un récepteur comporte en principe un tube dans la grille duquel on a connecté les circuits d'accord reliés par ailleurs à l'aérien.

Du point de vue des bruits de fond, tout se passe comme si l'on avait affaire à un tube idéal, sans effet de grenaille, sur la grille duquel on superposerait :

a) la tension de bruit du circuit d'entrée $\overline{v_e}$;

b) la tension fictive de bruit représentant l'effet de grenaille ou souffle du tube réel, soit $\overline{v_s}$.

La tension résultante de bruit du circuit d'entrée est alors $\bar{v}$ tel que :

$$\bar{v}^2 = \overline{v_e^2} + \overline{v_s^2}.$$

Si l'on désigne par R_e et R_s les résistances de bruit du circuit d'accord et du tube, respectivement proportionnelles à $\overline{v_e^2}$ et $\overline{v_s^2}$, on peut évaluer le bruit total à l'entrée du récepteur par la valeur d'une résistance fictive du bruit R, supposée connectée dans le circuit de grille d'un tube idéal, exprimée en fonction de R_e et R_s par :

$$R = R_e + R_s \tag{7}$$

et liée à la tension du bruit $\bar{v}$ par la relation (6), soit :

$$\bar{v} = 4\sqrt{RB_p}.$$

— Pour les applications pratiques à la mesure des caractéristiques d'un récepteur, on est conduit à comparer le bruit de fond à un signal utile. Cette comparaison ne peut avoir de sens bien entendu que si elle porte sur des tensions évaluées en un même point de la chaîne amplificatrice.

Comme le signal à l'entrée est le plus souvent évalué par la valeur de la force électromotrice E induite dans l'antenne fictive, connectée à l'entrée du récepteur, on a le choix entre deux modes opératoires :

a) Soit comparer la tension de bruit $\bar{v}$ sur la grille du premier tube à la ten-

sion U créée par l'onde incidente sur cette grille et liée à la force électromotrice E par la relation :

$$U = G_0 E$$

en désignant par G_0 le gain des circuits d'entrée *pour l'onde incidente accordée.*

b) Soit effectuer la comparaison dans l'antenne fictive entre la force électromotrice E, directement mesurée, et une tension fictive de bruit :

$$\bar{\varepsilon} = \frac{\bar{v}}{G_0}$$

appelée *tension de bruit équivalente à l'entrée* du récepteur et représentant la valeur d'une force électromotrice de bruit qui, agissant sur l'antenne d'un récepteur idéal, produirait à la sortie du récepteur le même bruit de fond que le récepteur réel.

En général, on utilise la seconde définition qui est plus accessible aux mesures.

Récepteur complet. — Un récepteur complet comporte en principe la chaîne schématisée sur la figure *XI-50*, c'est-à-dire :

a) un circuit d'entrée comportant une antenne (fictive ou réelle) de résistance R_a ;

b) un amplificateur à fréquence porteuse, d'amplification A_1 ;

c) un changeur de fréquence ;

d) un amplificateur à fréquence intermédiaire d'amplification A_2 ;

e) un détecteur ;

f) un amplificateur à basse fréquence suivi, suivant les cas, d'un haut-parleur ou d'un appareil de mesure.

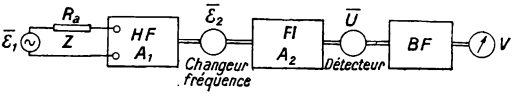


FIG. XI-50.

— Les sources de bruits sont réparties tout au long de cette chaîne, mais on sait que, pratiquement, on peut les ramener à deux, soit :

a) une source de bruit, localisée dans les circuits d'entrée, schématisée par une *force électromotrice de bruit à l'entrée* $\bar{\varepsilon}_1$, *connectée en série dans l'antenne* et qui tient compte de tous les bruits des circuits d'entrée : antenne, circuit oscillant, premier tube, et, éventuellement des bruits des étages suivants à fréquence porteuse ;

b) une source de bruit localisée dans le changeur de fréquence et schématisée par une tension de bruit $\bar{\varepsilon}_2$ connectée à l'entrée du tube de changement de fréquence attaquant l'amplificateur à fréquence intermédiaire.

— La tension de bruit global à l'entrée du *détecteur*, somme quadratique des tensions de bruit partiel produites par chacune des sources de bruit ci-dessus, a pour expression :

$$\bar{u}^2 = A_1^2 A_2^2 \bar{\varepsilon}_1^2 + A_2^2 \bar{\varepsilon}_2^2.$$

Pour les discussions, il est commode de la remplacer par une *tension fictive de bruit ramenée à l'entrée*, supposée connectée en série dans le circuit d'antenne d'un récepteur idéal sans bruit, et qui produirait à l'entrée du détecteur la tension de bruit réel $\bar{u}$, donc de valeur $\bar{\varepsilon}$ telle que :

$$\bar{u}^2 = A_1^2 A_2^2 \bar{\varepsilon}^2$$

soit : (8)

$$\bar{\varepsilon}^2 = \bar{\varepsilon}_1^2 + \frac{\bar{\varepsilon}_2^2}{A_1^2}.$$

Cette tension de bruit est indépendante de l'amplification A_2 de l'amplificateur à fréquence intermédiaire, situé en aval des deux sources de bruit et commun à ces deux sources. En revanche, elle dépend de l'amplification A_1 de l'amplificateur à fréquence porteuse, situé entre les deux sources de bruit et n'agissant que sur le bruit d'entrée.

Le terme $\frac{\bar{\varepsilon}_2}{A_1}$ représente la tension de bruit *ramenée à l'entrée* du changeur de fréquence. Il est d'autant plus faible que A_1 est plus grand. Si l'amplification des étages à fréquence porteuse est suffisante, il peut être négligeable devant $\bar{\varepsilon}_1$, auquel cas tout se passe en première approximation comme si le récepteur ne comportait que la seule source de bruit à l'entrée $\bar{\varepsilon}_1$.

— En conclusion, et quelles que soient les sources réelles de bruit dans la chaîne amplificatrice, on peut toujours raisonner comme si l'on avait affaire à un récepteur idéal sans bruit, dans le circuit d'antenne duquel on ferait agir une force électromotrice de bruit unique $\bar{\varepsilon}$ évaluée par la relation (8).

2° Composition des signaux dans un récepteur.

Définitions. — Nous raisonnerons sur un récepteur du type représenté par la figure *XI-50*, mais *idéalisé* pour simplifier la discussion et défini par les propriétés suivantes :

a) La chaîne amplificatrice ne comporte aucune source de bruit.

b) Elle possède une bande passante idéale de largeur B_p très petite par rapport à sa fréquence d'accord F_0 et symétrique de part et d'autre de F_0.

c) Elle possède deux parties distinctes, d'une part l'amplificateur à haute fréquence, comportant l'ensemble des étages à fréquences porteuse et intermédiaire qui précèdent le détecteur, d'amplification A_1 en régime permanent, d'autre part l'amplificateur à basse fréquence d'amplification A_2.

d) L'ensemble est parfaitement linéaire, c'est-à-dire que les divers courants sont amplifiés sans déformation par les amplificateurs à fréquence porteuse, à fréquence intermédiaire et à basse fréquence.

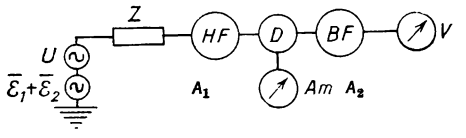


FIG. XI-51.

e) On connecte à la sortie, pour mesurer les signaux :

— d'une part un microampèremètre à courant continu *Am* qui mesure le courant détecté moyen ;

— d'autre part, un voltmètre *quadratique* *V* qui mesure la valeur efficace du signal à la sortie des étages à basse fréquence.

— L'ensemble se présente alors sous la forme schématisée par la figure *XI-51*.

— Nous supposerons que l'on fait agir à l'entrée du récepteur, c'est-à-dire en série dans le circuit de l'antenne fictive *Z* :

a) Un signal utile, constitué par une onde accordée sur la fréquence F_0 du récepteur, modulée à une fréquence musicale $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$, donc petite devant la fréquence porteuse F_0, et de la forme :

$$e_0 = E_0(1 + m \sin \omega_0 t) \sin(\Omega_0 t + \varphi_0).$$

b) Deux sources de bruit $\bar{\varepsilon}_1$ et $\bar{\varepsilon}_2$, quelconques *a priori*, représentées chacune par la fraction de leur spectre limité à la bande passante du récepteur, donc de la forme, en *valeurs instantanées* :

$$\varepsilon_1 = E_1 \sin(\Omega_1 t + \varphi_1) + E_1' \sin(\Omega_1' t + \varphi_1') + E_1'' \sin(\Omega_1'' t + \varphi_1'') + \cdots$$
$$\varepsilon_2 = E_2 \sin(\Omega_2 t + \varphi_2) + E_2' \sin(\Omega_2' t + \varphi_2') + E_2'' \sin(\Omega_2'' t + \varphi_2'') + \cdots$$

soit, sous une forme abrégée :

$$(9) \qquad \begin{cases} \varepsilon_1 = \Sigma E_1 \sin(\Omega_1 t + \varphi_1) \\ \varepsilon_2 = \Sigma E_2 \sin(\Omega_2 t + \varphi_2) \end{cases}$$

les fréquences $F_1, F_1', F_1'' \cdots F_2, F_2' F_2''$ étant quelconques mais toutes comprises, par définition, dans la bande passante du récepteur.

— Ces trois signaux ont respectivement pour valeurs efficaces :

— pour le signal utile :

$$\overline{E_0} = \frac{E_0}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}$$

— pour les sources de bruit :

$$\bar{\varepsilon}_1 = \sqrt{\frac{E_1^2 + E_1'^2 + E_1''^2 + \cdots}{2}} = \sqrt{\Sigma \frac{E_1^2}{2}}$$
$$\bar{\varepsilon}_2 = \sqrt{\frac{E_2^2 + E_2'^2 + E_2''^2 + \cdots}{2}} = \sqrt{\Sigma \frac{E_2^2}{2}}.$$

La valeur efficace du brouilleur résultant de la superposition des deux sources de bruit est alors $\bar{\varepsilon}$ tel que :

$$(10) \qquad \bar{\varepsilon}^2 = \bar{\varepsilon}_1^2 + \bar{\varepsilon}_2^2 = \Sigma \frac{E_1^2}{2} + \Sigma \frac{E_2^2}{2}.$$

Tension résultante à l'entrée du détecteur. — Cela étant, on peut écrire les forces électromotrices de bruit (9) sous la forme :

$$\varepsilon_1 = \Sigma E_1 \sin[(\Omega_1 - \Omega_0)t + (\varphi_1 - \varphi_0) + (\Omega_0 t + \varphi_0)]$$
$$\varepsilon_2 = \Sigma E_2 \sin[(\Omega_2 - \Omega_0)t + (\varphi_2 - \varphi_0) + (\Omega_0 t + \varphi_0)]$$

soit, en développant ces expressions :

$$\varepsilon_1 = \Sigma E_1 \Big[\cos[(\Omega_1 - \Omega_0)t + (\varphi_1 - \varphi_0)] \sin(\Omega_0 t + \varphi_0) + \sin[(\Omega_1 - \Omega_0)t + (\varphi_1 - \varphi_0)] \cos(\Omega_0 t + \varphi_0) \Big]$$
$$\varepsilon_2 = \Sigma E_2 \Big[\cos[(\Omega_2 - \Omega_0)t + (\varphi_2 - \varphi_0)] \sin(\Omega_0 t + \varphi_0) + \sin[(\Omega_2 - \Omega_0)t + (\varphi_2 - \varphi_0)] \cos(\Omega_0 t + \varphi_0) \Big].$$

— Il en résulte que le signal *total* à l'entrée du récepteur peut s'écrire sous la forme :

$$e = \left\{ \begin{array}{l} \left[\begin{array}{c} E(1 + m \sin \omega_0 t) \\ + \Sigma E_1 \cos[(\Omega_1 - \Omega_0)t + (\varphi_1 - \varphi_0)] \\ + \Sigma E_2 \cos[(\Omega_2 - \Omega_0)t + (\varphi_2 - \varphi_0)] \end{array} \right] \sin(\Omega_0 t + \varphi_0) \\ \left[\begin{array}{c} \Sigma E_1 \sin[(\Omega_1 - \Omega_0)t + (\varphi_1 - \varphi_0)] \\ + \Sigma E_2 \sin[(\Omega_2 - \Omega_0)t + (\varphi_2 - \varphi_0)] \end{array} \right] \cos(\Omega_0 t + \varphi_0) \end{array} \right\}$$

— En vertu des définitions admises ci-dessus en ce qui concerne les propriétés du récepteur, ce signal est amplifié sans déformation par les étages à haute fréquence et à fréquence intermédiaire où il subit simplement une amplification A_1. Le signal résultant à l'entrée du détecteur peut donc s'écrire :

(11) $$\boxed{u_1 = A_1 M \sin(\Omega_0 t + \varphi)}$$

avec :

$$M^2 = \left[E_0(1 + m \sin\omega_0 t) + \Sigma E_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1) + \Sigma E_2 \cos(\omega_2 t + \theta_2)\right]^2 + \left[\Sigma E_1 \sin(\omega_1 t + \theta_1) + \Sigma E_2 \sin(\omega_2 t + \theta_2)\right]^2$$

et en posant pour simplifier l'écriture :

$$\boxed{\begin{array}{ll} \omega_1 = \Omega_1 - \Omega_0 & \omega_2 = \Omega_2 - \Omega_0 \\ \theta_1 = \varphi_1 - \varphi_0 & \theta_2 = \varphi_2 - \varphi_0 \end{array}}$$

ω_1 et ω_2 correspondant à l'*écart de fréquence* d'une composante de bruit par rapport à la fréquence d'accord, *toujours inférieur ou au plus égal à la moitié de la bande passante du récepteur.*

— En développant M^2, on peut l'exprimer sous la forme générale suivante qui va constituer le point de départ de la discussion :

(12) $$\boxed{M^2 = \left[\begin{array}{c} E_0^2(1 + m \sin\omega_0 t)^2 + \Sigma E_1^2 + \Sigma E_2^2 \\ + 2E_0(1 + m \sin\omega_0 t)\left[\Sigma E_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1) + \Sigma E_2 \cos(\omega_2 t + \theta_2)\right] \\ + 2\Sigma E_1 E_1' \cos[(\omega_1 - \omega_1')t + (\theta_1 - \theta_1')] \\ + 2\Sigma E_2 E_2' \cos[(\omega_2 - \omega_2')t + (\theta_2 - \theta_2')] \\ + 2\Sigma E_1 E_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\theta_1 - \theta_2)] \end{array}\right]}$$

Dans cette expression, les termes en $E_1 E_1'$ et $E_2 E_2'$ représentent respectivement la combinaison de deux composantes du spectre de ε_1, d'une part, et du spectre de ε_2, d'autre part, alors que les termes en $E_1 E_2$ représentent la combinaison d'une composante du spectre ε_1 avec une composante du spectre de ε_2.

3° Bruit en présence d'un signal.

Définition. — Nous admettrons, comme ci-dessus, que l'on fait agir à l'entrée du récepteur un signal utile de la forme :

$$e_0 = E_0(1 + m \sin\omega_0 t) \sin(\Omega_0 t + \varphi_0)$$

qui se superpose aux deux sources de bruit ε_1 et ε_2, schématisant par exemple, pour fixer les idées, le bruit du récepteur et le bruit provenant d'une source extérieure.

— Nous admettrons en outre, ce qui est en général le cas en pratique, que *la porteuse E_0 est toujours grande* par rapport aux diverses composantes de bruit : E_1, E_1', E_2, E_2', etc., en sorte que, dans les expressions (12), les termes en E_1^2, E_2^2 et $E_1 E_2$ peuvent être négligés devant les termes en E_0^2, $E_0 E_1$ et $E_0 E_2$.

Dans ces conditions, la tension à l'entrée du détecteur a pour *expression approchée* :

(13) $$u_1 = A_1 M \sin(\Omega_0 t + \varphi) = U \sin(\Omega_0 t + \varphi)$$

avec : $$M^2 = \left\{\begin{array}{c} E_0^2(1 + m \sin\omega_0 t)^2 \\ + 2E_0(1 + m \sin\omega_0 t)\Sigma E_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1) \\ + 2E_0(1 + m \sin\omega_0 t)\Sigma E_2 \cos(\omega_2 t + \theta_2) \end{array}\right\}$$

Le signal qui en résulte à la sortie du détecteur dépend de la forme de la caractéristique de détection en présence du signal incident.

Détection linéaire: — Si la porteuse E_0 est assez grande pour faire travailler le détecteur dans la partie linéaire de sa caractéristique, le signal à la sortie du détecteur est proportionnel à U, donc de la forme :

$$u_2 = k_1 A_1 M$$

où k_1 est une constante caractérisant le détecteur.

En remplaçant M par sa valeur (13), on peut alors écrire :

$$u_2 = k_1 A_1 E_0 (1 + m \sin \omega_0 t) \sqrt{1 + 2 \frac{\Sigma E_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1) + \Sigma E_2 \cos(\omega_2 t + \theta_2)}{E_0 (1 + m \sin \omega_0 t)}}$$

soit, en remarquant que E_1 et E_2 sont très petits par rapport à E_0 :

$$u_2 = k_1 A_1 E_0 (1 + m \sin \omega_0 t) \left[1 + \frac{\Sigma E_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1) + \Sigma E_2 \cos(\omega_2 t + \theta_2)}{E_0 (1 + m \sin \omega_0 t)}\right]$$

ou finalement :

$$u_2 = k_1 A_1 [E_0 (1 + m \sin \omega_0 t) + \Sigma E_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1) + \Sigma E_2 \cos(\omega_2 t + \theta_2)]$$

— Dans cette expression, les termes $\Sigma E_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1)$ et $\Sigma E_2 \cos(\omega_2 t + \theta_2)$ représentent des spectres de bruit respectivement identiques, *à la fréquence près*, aux spectres de bruit ε_1 et ε_2 agissant dans l'antenne.

On peut alors écrire le signal à la sortie du détecteur en valeur instantanée :

$$u_2 = k_1 A_1 [E_0 + m E_0 \sin \omega_0 t + \varepsilon_1 + \varepsilon_2].$$

Il se compose de trois termes :

a) Un *terme constant*, $k_1 A_1 E_0$, qui représente le signal détecté, mesuré par le microampèremètre inséré dans le circuit du détecteur. Il ne dépend que de la porteuse E_0 du signal utile et est par conséquent indépendant du taux de modulation et du bruit de fond.

b) Un *terme à fréquence musicale*, $k A_1 m E_0 \sin \omega_0 t$, qui représente le signal utile provenant de la détection de l'onde modulée, également indépendant du bruit de fond.

c) Un *spectre de bruit*, de composition *identique* à celle du spectre de bruit à l'entrée, après un simple changement de fréquence ramenant les fréquences de toutes les composantes dans la bande musicale correspondant à la demi-bande passante du récepteur, et indépendant du signal utile.

— Le signal à la sortie du récepteur, proportionnel aux composantes musicales du signal à la sortie du détecteur, est donc :

$$v = k_1 A_1 A_2 [m E_0 \sin \omega_0 t + \varepsilon_1 + \varepsilon_2]$$

en désignant par A_2 l'amplification des étages à basse fréquence.

Il comporte :

a) Une composante musicale constituant le signal utile, de *valeur efficace* :

$$\overline{S} = k_1 A_1 A_2 m \overline{E_0}. \tag{14}$$

b) Un spectre de bruit, *identique au bruit à l'entrée, de valeur efficace* (10) :

$$\overline{B} = k_1 A_1 A_2 \sqrt{\overline{\varepsilon_1}^2 + \overline{\varepsilon_2}^2} = k_1 A_1 A_2 \overline{\varepsilon} \tag{15}$$

donc *indépendant du signal utile.*

— Le rapport signal/bruit à la sortie du récepteur prend alors la forme remarquable :

$$\frac{\overline{S}}{\overline{B}} = \frac{m \overline{E_0}}{\overline{\varepsilon}}.$$

— En outre, la valeur quadratique du bruit à la sortie satisfait l'égalité :

$$\overline{B^2} = k_1^2 A_1^2 A_2^2 (\bar{\varepsilon}_1^2 + \bar{\varepsilon}_2^2)$$

elle est la somme des valeurs quadratiques de bruit que l'on aurait à la sortie du récepteur si l'on faisait agir séparément à l'entrée chacune des sources de bruit. Autrement dit, dans ce cas, à *la sortie des étages à basse fréquence*, les déviations d'un voltmètre quadratique produites par diverses sources de bruit s'ajoutent purement et simplement.

Détection quadratique. — Si la porteuse E_0, *tout en restant grande devant les composantes de bruit*, devient assez faible pour faire travailler le détecteur dans la partie quadratique de sa caractéristiques, le signal à la sortie du détecteur devient proportionnel à U^2, donc de la forme :

$$u_2 = k_2 A_1^2 M^2$$

où k_2 est une constante caractérisant le détecteur.

En remplaçant M^2 par sa valeur (13) il vient alors :

$$u_2 = k_2 A_1^2 \left[\begin{array}{l} E_0^2 \left(1 + \dfrac{m^2}{2}\right) \\ + 2 E_0^2 m \sin \omega_0 t - \dfrac{m^2 E_0^2}{2} \cos 2\omega_0 t \\ + 2 E_0 \Sigma E_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1) + 2 E_0 \Sigma E_2 \cos(\omega_2 t + \theta_2) \\ + E_0 m [\Sigma E_1 \sin((\omega_1 + \omega_0) t + \theta_1) - \Sigma E_1 \sin((\omega_1 - \omega_0) t + \theta_1)] \\ + E_0 m [\Sigma E_2 \sin((\omega_2 + \omega_0) t + \theta_2) - \Sigma E_2 \sin((\omega_2 - \omega_0) t + \theta_2)] \end{array} \right]$$

Dans cette expression :

a) Le *terme constant*, $E_0^2 \left(1 + \dfrac{m^2}{2}\right)$, représente la composante continue du signal détecté, mesurée comme précédemment par le microampèremètre inséré dans le détecteur. Elle est indépendante pratiquement du bruit de fond (dans les limites où $E_0 > E_1$ et E_2), mais varie avec le taux de modulation si m devient important.

b) Le *terme musical*, $2 E_0^2 m \sin \omega_0 t - \dfrac{m^2 E_0^2}{2} \cos 2 \omega_0 t$, correspond au signal utile qui comporte ici un terme fondamental et un terme harmonique. Dans le cas usuel où le taux de modulation m est faible (30 %) ce dernier terme est négligeable devant le premier $\left(\text{rapport des valeurs efficaces égal à } \dfrac{m}{4}\right)$.

c) Le *troisième terme*, représente deux spectres de bruit qui résultent du battement des deux spectres de bruits à l'entrée avec la porteuse du signal utile. Ils sont respectivement identiques à ces deux spectres ε_1 et ε_2, sous réserve d'un simple changement de fréquence comme dans le cas de la détection linéaire.

d) Les *deux derniers termes* représentent des spectres de bruit supplémentaires qui résultent de l'interférence de chacun des spectres de bruit à l'entrée avec les ondes latérales de modulation du signal utile. Ces spectres sont respectivement identiques aux précédents et simplement transposés dans des gammes de fréquence différentes. Dans le cas où le signal utile n'est pas modulé (porteuse seule) ils sont rigoureusement nuls ; dans le cas usuel où le taux de modulation

reste faible, ils restent petits devant les premiers et, en *première approximation*, on peut les négliger $\left(\text{rapport des valeurs efficaces égal à } \frac{m}{\sqrt{2}}\right)$.

— Le signal à la sortie, proportionnel aux composantes musicales du signal détecté, peut alors s'écrire pratiquement, *en ne tenant pas compte des termes supposés négligeables*

$$v = k_2 A_1^2 A_2 \left[2 m E_0^2 \sin \omega_0 t + 2 E_0 (\varepsilon_1 + \varepsilon_2)\right].$$

Il comporte :

a) Une composante musicale constituant le signal utile, de *valeur efficace* :

$$\overline{S} = 2 k_2 A_1^2 A_2 m E_0 \cdot \overline{E_0}. \tag{16}$$

b) Un spectre de bruit, *identique au bruit à l'entrée, de valeur efficace* (10) :

$$\overline{B} = 2 k_2 A_1^2 A_2 E_0 \sqrt{\overline{\varepsilon_1^2} + \overline{\varepsilon_2^2}} = 2 k_2 A_1^2 A_2 E_0 \overline{\varepsilon} \tag{17}$$

donc *proportionnel au signal utile* E_0, contrairement au résultat obtenu dans le cas de la détection linéaire.

— Le rapport signal/bruit, à la sortie du récepteur, prend encore la forme remarquable :

$$\frac{\overline{S}}{\overline{B}} = \frac{m \overline{E_0}}{\overline{\varepsilon}}.$$

En outre, comme dans le cas de la détection linéaire également, les valeurs quadratiques de bruit à la sortie à basse fréquence du récepteur s'additionnent lorsqu'on fait agir simultanément à l'entrée plusieurs sources de bruit.

Variation des signaux à la sortie. — En combinant les relations (14) et (16) d'une part, (15) et (17) d'autre part, on voit que, si l'on fait croître progressivement la valeur $\overline{E_0}$ du signal utile à l'entrée, le signal et le bruit de fond à la *sortie à basse fréquence* du récepteur varient comme l'indiquent les courbes de la figure *XI-52.*

La tension de bruit part de la valeur initiale $\overline{B_0}$ obtenue en l'absence de porteuse, croît linéairement tant que la détection reste quadratique et se fixe à une valeur constante dès que $\overline{E_0}$ atteint une valeur suffisante pour faire travailler le détecteur dans sa région linéaire. La relation (17) ne rend pas compte du coude initial B_0 en raison des approximations faites au début du présent paragraphe et qui supposent que $\overline{E_0}$ reste grand devant le bruit de fond.

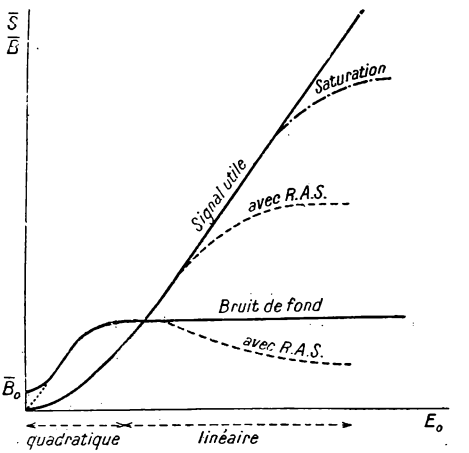


FIG. XI-52.

Dans tous les cas *sauf lorsque* $\overline{E_0}$ *est très faible,* les valeurs efficaces $\overline{S}$ et $\overline{B}$ des signaux à la sortie satisfont la relation :

(18) $$\boxed{\frac{\overline{S}}{\overline{B}} = \frac{m\overline{E_0}}{\overline{\varepsilon}} = \text{constante}}.$$

Ce dernier résultat reste valable même dans le cas où le récepteur comporte un régulateur automatique de gain, à condition que l'action de ce dernier se fasse sentir uniquement sur des étages en aval des sources de bruit, de façon que l'amplification globale du récepteur reste la même pour le signal utile et pour les courants de bruit (courbes en pointillés de la figure *XI-52*). Ces conditions sont réalisées en pratique pour un bon récepteur dans lequel le bruit de fond provient principalement des circuits d'entrée. Pour un récepteur défectueux, au contraire, dans lequel le changeur de fréquence donnerait lieu à un bruit important et dans lequel le régulateur automatique agirait sur l'amplificateur à fréquence porteuse, le rapport signal/bruit à la sortie ne serait plus constant.

— Il en serait de même pour un récepteur ne comportant pas de régulateur automatique de sensibilité, s'il y avait saturation pour le signal utile (courbe en traits mixtes sur la figure *XI-52*), ou si, pour une raison quelconque, la tension de bruit ramenée à l'entrée $\overline{\varepsilon}$ venait à varier lorsqu'on fait croître le niveau de la porteuse.

Cas d'un signal faible. — Dans le cas où la valeur E_0 de la porteuse deviendrait de l'ordre de grandeur des composantes de bruit, les approximations faites au cours du paragraphe précédent ne seraient plus satisfaites. Il en résulterait l'apparition de spectres de bruits supplémentaires correspondant aux termes négligés. et les conclusions qui précèdent ne seraient plus valables.

Ce cas particulier se traiterait, sans difficultés autres que des longueurs de calculs, par le raisonnement que nous suivrons dans le paragraphe suivant en supposant qu'il n'y a plus de porteuses. Nous n'entreprendrons pas la discussion qui n'apporterait aucune conclusion nouvelle intéressante en pratique.

4° Bruit en l'absence d'un signal.

En l'absence de porteuse injectée à l'entrée du récepteur, les seuls signaux qui atteignent le détecteur proviennent des sources de bruit et sont toujours très faibles par définition. La détection, dans ce cas, est donc obligatoirement quadratique.

En reprenant mots pour mots le raisonnement développé ci-dessus dans le cas de la détection quadratique, mais en posant $E_0 = 0$ on arrive aux conclusions suivantes :

a) A l'entrée du détecteur, le signal est de la forme :

$$u_1 = A_1 M \sin(\Omega_0 t + \varphi)$$

avec (d'aprés 12) : $$M^2 = \left\{ \begin{array}{l} \Sigma E_1^2 + \Sigma E_2^2 + 2\Sigma E_1 E_1' \cos[(\omega_1 - \omega_1')t + (\theta_1 - \theta_1')] \\ + 2\Sigma E_2 E_2' \cos[(\omega_2 - \omega_2')t + (\theta_2 - \theta_2')] \\ + 2\Sigma E_1 E_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\theta_1 - \theta_2)] \end{array} \right\}$$

***b*) A la sortie du détecteur quadratique, le signal devient :**

$$u_2 = k A_1^2 M^2.$$

Il comporte :

— Une *composante continue*, $k A_1^2 (\Sigma E_1^2 + \Sigma E_2^2)$ qui représente le signal détecté mesuré par le microampèremètre inséré dans le détecteur.

Cette composante est égale à la somme des composantes continues que l'on obtiendrait en faisant agir séparément à l'entrée du récepteur chacun des deux spectres de bruits ε_1 et ε_2.

— *Deux spectres de bruits*, représentés par les 2e et 3e termes du développement de M^2 et qui proviennent respectivement du battement de toutes les composantes, prises deux à deux, de chacun des spectres de bruits incidents ε_1 et ε_2.

— Un *spectre de bruit supplémentaire*, représenté par le dernier terme de M^2, qui résulte du battement des composantes du spectre ε_1 avec celles du spectre ε_2,

c) Le signal à la sortie des étages à basse fréquence du récepteur, proportionnel aux composantes musicales du signal à la sortie du détecteur, est alors de la forme :

$$v = 2kA_1^2A_2 \left\{ \begin{array}{l} \Sigma E_1 E_1' \cos[(\omega_1 - \omega_1')t + (\theta_1 - \theta_1')] \\ + \Sigma E_2 E_2' \cos[(\omega_2 - \omega_2')t + (\theta_2 - \theta_2')] \\ + \Sigma E_1 E_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\theta_1 - \theta_2)] \end{array} \right\}$$

Il se compose essentiellement d'un spectre de bruit, somme quadratique des trois spectres de bruit définis ci-dessus, et ayant pour valeur efficace $\overline{V}$ telle que :

$$\overline{V}^2 = \Sigma \left(\frac{E_1 E_1'}{\sqrt{2}}\right)^2 + \Sigma \left(\frac{E_2 E_2'}{\sqrt{2}}\right)^2 + \Sigma \left(\frac{E_1 E_2}{\sqrt{2}}\right)^2.$$

— Si le spectre de bruit ε_1 existait seul, on obtiendrait une tension de sortie :

$$\overline{V}_1^2 = \Sigma \left(\frac{E_1 E_1'}{\sqrt{2}}\right)^2.$$

— Si le spectre de bruit ε_2 existait seul, on aurait de même :

$$\overline{V}_2^2 = \Sigma \left(\frac{E_2 E_2'}{\sqrt{2}}\right)^2.$$

— Si les deux spectres ε_1 et z_2 agissent simultanément, la tension de bruit résultante à la sortie devient :

$$\overline{V}^2 = \overline{V}_1^2 + \overline{V}_2^2 + \Sigma \left(\frac{E_1 E_2}{\sqrt{2}}\right)^2.$$

Elle est donc *supérieure* à la somme quadratique des tensions dues à chacun des deux spectres ; la différence provenant de l'action du spectre de battement entre les deux spectres incidents.

— Remarquons enfin que, dans le cas usuel des spectres de bruit uniformes, les produits $E_1 E_1'$ pour un spectre de bruit $\overline{\varepsilon}_1$ sont proportionnels à $\overline{\varepsilon}_1^2$. Il en résulte que, dans le fonctionnement en l'absence de porteuse, la valeur efficace de la tension de bruit à la sortie à basse fréquence est proportionnelle au carré de la valeur efficace de la tension de bruit à l'entrée :

$$\overline{V} = K \overline{\varepsilon}^2.$$

5° Résumé et conclusions.

Les discussions qui précèdent montrent que le comportement du récepteur à l'égard des spectres de bruit et les caractéristiques des signaux que l'on peut mesurer, soit au niveau du détecteur, soit à la sortie à basse fréquence, varient suivant qu'on opère en présence d'un signal ou sans signal.

Les différents cas que l'on peut rencontrer sont les suivants :

Porteuse non modulée. — Plusieurs cas sont à considérer suivant l'intensité de l'onde non modulée injectée à l'entrée du récepteur et le mode de fonctionnement du détecteur qui en résulte :

a) *Détection linéaire.* — Si la porteuse est suffisamment intense pour faire fonctionner le détecteur dans la région linéaire de sa caractéristique et être, par conséquent, très grande devant les composantes de bruit, le récepteur fonctionne en changeur de fréquence pour les spectres de bruit ; il transpose ces derniers sans déformation dans la gamme à basse fréquence.

Le *courant détecté*, mesuré par un microampèremètre à courant continu inséré dans le circuit de charge du détecteur est proportionnel à la porteuse E_0 et indépendant du bruit de fond.

Le *signal à la sortie à basse fréquence* comporte uniquement un spectre de bruit qui a même composition que le spectre de bruit à l'entrée. Sa valeur efficace est proportionnelle à la valeur efficace de la tension de bruit à l'entrée et indépendante de la valeur de la porteuse.

Si plusieurs sources de bruit agissent simultanément à l'entrée, les signaux mesurables à la sortie à basse fréquence se composent quadratiquement. Autrement dit, les signaux mesurés, soit avec un voltmètre quadratique mesurant la valeur efficace $\overline{V}$, soit avec un wattmètre de sortie mesurant la puissance P, se composent suivant les relations :

$$\overline{V} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \cdots}$$
$$P = P_1 + P_2 + \cdots$$

Dans le cas où l'on opère simplement avec un indicateur quadratique non étalonné, les déviations s'ajoutent :

$$\theta = \theta_1 + \theta_2 + \cdots$$

b) *Détection quadratique.* — Si la porteuse, *tout en restant grande par rapport au bruit de fond*, devient assez faible pour faire fonctionner le détecteur dans la partie quadratique de sa caractéristique, toutes les conclusions qui précèdent restent valables sous la seule réserve des deux remarques suivantes :

— le courant détecté est proportionnel au carré de la porteuse (E_0^2) ;

— la valeur efficace des spectres de bruit à la sortie à basse fréquence est proportionnelle à la porteuse (17).

c) *Signal faible.* — Si la porteuse E_0 devient de l'ordre de grandeur des composantes de bruit, le fonctionnement du récepteur se complique, du fait de la *détection directe* de ces composantes qui donne naissance à des courants du même ordre que ceux qui proviennent du battement des spectres de bruit avec la porteuse. Dans ce cas, tous les signaux étant faibles, la détection est quadratique et l'on obtient :

— à la *sortie du détecteur*, un courant détecté qui est proportionnel à la somme des carrés des valeurs efficaces de la porteuse et des divers spectres de bruit

(12), c'est-à-dire égal à la somme des courants produits séparément par chacune de ces sources ;

— à la *sortie à basse fréquence* un spectre de bruit complexe, sans relation simple avec les valeurs efficaces des spectres de bruit à l'entrée, résultant de la superposition des spectres de bruit provenant du battement avec la porteuse et de ceux qui résultent de la détection directe des spectres incidents.

— Si l'on compare ces résultats à ceux qui seront énoncés ci-après dans le cas où il n'y a pas de porteuse, on voit que l'*on peut assimiler une porteuse faible à un spectre auxiliaire à raie unique.* Cette remarque servira de point de départ à un mode opératoire pour la mesure des bruits.

Onde modulée. — Indépendamment des divisions faites dans le cas d'une porteuse non modulée, il y a lieu ici de distinguer deux cas suivant la profondeur de modulation :

a) *Modulation faible.* — Si le taux de modulation « m » de l'onde incidente reste assez faible, tout ce qui vient d'être dit pour la porteuse non modulée reste valable, à cette seule différence près que, à la sortie à basse fréquence, un signal utile, à la fréquence de modulation f_0, se superpose au spectre de bruit.

— Tant que la porteuse E_0 du signal modulé reste grande devant les composantes de bruit, aussi bien dans le cas d'une détection quadratique que dans celui d'une détection linéaire, et sous les seules réserves signalées plus haut (p. 746), il existe un rapport constant entre le signal utile et le bruit de fond mesurés à la sortie à basse fréquence, soit (18) :

$$\frac{\overline{S}}{\overline{B}} = \frac{m\overline{E}_0}{\overline{\varepsilon}}$$

b) *Modulation profonde.* — Si la modulation du signal incident devient importante, par exemple à partir de $m = 50\ \%$:

— rien n'est modifié dans le cas d'une détection linéaire, c'est-à-dire en présence d'un signal incident suffisamment grand ;

— par contre, dans le cas d'une détection quadratique, et pour un signal grand par rapport aux composantes des bruits ;

α) le courant détecté mesuré par le microampèremètre inséré dans le circuit de charge du détecteur devient proportionnel à : $E_0^2\left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$;

β) la composante utile du signal de sortie à basse fréquence comporte un terme harmonique de fréquence $2f_0$;

γ) il apparaît à la sortie à basse fréquence, un spectre de bruit supplémentaire, de même composition que le spectre de bruit à l'entrée, dû au battement de ce spectre avec les ondes latérales de modulation ;

δ) le rapport signal/bruit à la sortie du récepteur devient plus faible que le rapport signal/bruit à l'entrée.

Sans porteuse. — Si l'on ne fait agir aucun signal auxiliaire à l'entrée du récepteur, l'appareil amplifie et détecte les composantes de bruit, toujours faibles en principe. La *détection* est alors *quadratique* et l'on obtient :

a) *A la sortie du détecteur,* un courant proportionnel au carré de la tension de bruit $\overline{\varepsilon}$ à l'entrée.

Dans le cas où l'on fait agir simultanément à l'entrée du récepteur plusieurs

sources de bruit, le courant détecté résultant est égal à la somme des courants que l'on obtiendrait en faisant agir chacune des sources séparément.

b) *A la sortie à basse fréquence* du récepteur, un spectre de bruit dont la valeur efficace est proportionnelle au carré de la valeur efficace du spectre de bruit à l'entrée $\bar{\varepsilon}$.

Dans le cas où l'on fait agir simultanément plusieurs sources de bruit, le spectre de bruit à la sortie résulte de la superposition des spectres que l'on obtiendrait avec chaque source isolément, augmentés du spectre de battement entre les deux sources. Le carré de la valeur efficace du bruit résultant est alors supérieur à la somme des carrés des tensions de bruit primaires. Dans le cas de deux sources de bruit égales, par exemple, la tension quadratique résultante devient égale à trois fois la tension quadratique de chaque source (au lieu de deux fois) ; l'augmentation de la valeur efficace de la tension de bruit est alors de l'ordre de 22 %.

Conclusions pratiques. — Au point de vue des applications pratiques pour la mesure des bruits, ces propriétés conduisent aux conclusions très importantes suivantes :

a) Si l'on veut effectuer la mesure des bruits *à la sortie à basse fréquence* du récepteur, il faut opérer obligatoirement *en présence d'une porteuse*, de niveau suffisant pour pouvoir être considérée comme grande par rapport aux composantes de bruit, mais insuffisant toutefois pour provoquer une saturation du récepteur.

— Dans le cas d'une porteuse pure (sans modulation), la mesure du bruit ne peut se faire que par comparaison avec une source de bruit auxiliaire et étalonnée agissant à l'entrée.

— Dans le cas d'une onde modulée, mais *seulement si la modulation reste assez faible* (par exemple inférieure à 30 %), la mesure du bruit peut être faite par comparaison avec le signal utile à la sortie à basse fréquence (18, p. 746).

— Dans tous les cas, la mesure doit être faite à l'aide d'un *indicateur quadratique*, connecté aux bornes de sortie à basse fréquence du récepteur, et gradué, soit en valeurs efficaces, soit en puissances, soit en unités arbitraires sur une échelle linéaire.

b) Si l'on opère *sans porteuse*, ou en présence d'une *porteuse* (non modulée) *de niveau comparable* à celui des composantes de bruit, on doit obligatoirement effectuer la mesure *à la sortie d'un détecteur quadratique* ; ce dernier peut être remplacé avec avantage par un *voltmètre quadratique* connecté aux bornes de sortie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire.

— La mesure du bruit peut alors être faite par comparaison, soit avec un bruit étalon, soit avec un signal entretenu de faible niveau agissant à l'entrée du récepteur.

6° Méthodes de mesure.

Principes généraux. — Les mesures de bruit de fond posant des problèmes assez subtils, il est indispensable, avant d'examiner les modes opératoires, de bien préciser le but poursuivi et les conditions d'essais.

— Le but de la mesure est de déterminer la tension de bruit global du récepteur, *ramenée à l'entrée*, c'est-à-dire exprimée par la valeur d'un signal fictif équivalent, supposé connecté *en série dans le circuit de l'antenne*. Ce signal est composé en principe par la fraction d'un spectre de bruit correspondant aux

seules composantes dont les fréquences se situent dans la bande passante du récepteur.

Il est évalué par la *valeur efficace globale* $\bar{\varepsilon}$ de ces composantes. Pour un récepteur donné, le résutat de la mesure est donc fonction de la bande passante ; dans le cas d'un récepteur idéal dans lequel la seule source de bruit effectif est dans les circuits d'entrée, il est proportionnel à la racine carrée de la bande passante.

— Cela étant, la mesure s'effectue en comparant le bruit à la sortie du récepteur (détecteur ou sortie à basse fréquence suivant les cas) avec le signal produit au *même point* par une source de référence, *insérée en série dans le circuit de l'antenne*, et qui peut être, soit une onde entretenue ou modulée, soit une source de bruit étalonné.

— Si on effectue la mesure en prenant comme source de référence une onde entretenue ou modulée, la comparaison s'effectue directement entre la valeur étalonnée de cette onde et la valeur $\bar{\varepsilon}$ de la tension de bruit, sans qu'il soit nécessaire de faire intervenir *dans la mesure* la bande passante du récepteur et par suite de la mesurer au préalable. Il ne faut pas oublier cependant que la bande passante figure *implicitement* dans le résultat de la mesure, puisque, si on fait varier la bande passante, la valeur trouvée pour $\bar{\varepsilon}$ varie comme la racine carrée de cette bande en première approximation.

— Au contraire, si on prend comme terme de comparaison un spectre étalon complet, l'évaluation de la tension de référence $\bar{\varepsilon}_0$, à comparer à $\bar{\varepsilon}$, doit être faite en ne considérant que les composantes du spectre qui se situent dans la bande passante. Le *calcul* de $\bar{\varepsilon}_0$ à partir des éléments de construction de la source de bruit étalon nécessite donc de tenir compte de la bande passante du récepteur. Pour un même générateur, par exemple une diode saturée (*voir ci-après*), la tension de bruit de référence $\bar{\varepsilon}_0$ varie avec la bande passante du récepteur étudié. Il est alors indispensable de connaître cette bande ou de la mesurer au préalable. Celle-ci figure toujours implicitement dans le résultat de mesure $\bar{\varepsilon}$, comme dans le premier cas.

— Les conclusions à ce point de vue sont inversées si, au lieu de mesurer la tension de bruit $\bar{\varepsilon}$, on mesure par exemple le facteur de bruit) (§ 7°) qui s'exprime par le rapport des valeurs efficaces de deux spectres de bruit, ou par la résistance de souffle d'un tube.

— Le montage de mesure est le montage classique d'essai des récepteurs pour les mesures à un seul signal. Suivant le cas, l'indicateur de mesure du signal de sortie peut être :

a) soit un indicateur quadratique *V* connecté aux bornes de sortie à basse fréquence (voltmètre, wattmètre de sortie, ou indicateur quadratique à échelle linéaire quelconque) ;

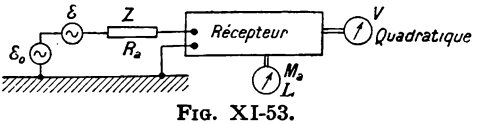


FIG. XI-53.

b) soit un microampèremètre à cadre M_a inséré dans le circuit de charge d'un détecteur quadratique, ou encore un voltmètre quadratique connecté aux bornes du dernier circuit à haute fréquence ou à fréquence intermédiaire.

— L'ensemble affecte l'aspect schématisé par la figure *XI-53*.

— Dans le cas d'un bon récepteur, dans lequel la seule source de bruit effective est constituée par les circuits d'entrée, la tension de bruit à l'entrée $\bar{\varepsilon}$ est une constante, indépendante des réglages du récepteur et de l'intensité des

signaux agissant à l'entrée du récepteur. Dans ce cas, on peut opérer sans précautions spéciales, pour des positions quelconques des organes de réglage d'amplification du récepteur avec ou sans porteuse superposée. Toutes les méthodes de mesures conduisent au même résultat et peuvent être utilisées indistinctement.

— Il n'en est pas de même dans le cas d'un récepteur défectueux présentant le défaut désigné plus loin sous le nom de « *bruyance* ». Dans ce cas, la valeur $\bar{\varepsilon}$ de la tension de bruit, *ramenée à l'entrée*, varie avec les réglages d'amplification de l'appareil (surtout à fréquence porteuse) et éventuellement avec le niveau des signaux agissant à l'entrée du récepteur, par suite d'un effet de régulation automatique de gain, volontaire ou involontaire, ou d'une réaction sur le niveau des sources de bruit du récepteur. Les résultats des mesures varient alors avec les conditions d'essais et il faut *opérer obligatoirement avec le réglage d'amplification et la valeur de porteuse superposée qui correspondent aux conditions d'emploi* du récepteur pour lesquelles on veut faire la mesure.

Modes opératoires. — En s'appuyant sur les conclusions pratiques du paragraphes précédent, on aboutit aux modes opératoires suivants :

a) *Comparaison avec un bruit étalon.* — La source de référence $\bar{\varepsilon}_0$ est une source de bruit étalon, en principe une diode saturée (*voir ci-après*) :

L'appareil de mesure est un indicateur *quadratique* qui est connecté :

— à la sortie de l'amplificateur à fréquence intermédiaire (ou à haute fréquence) si on opère sans porteuse ;

— à la sortie à basse fréquence si on opère avec une porteuse superposée.

La mesure est effectuée en deux temps :

— la source de bruit étalon étant éteinte, on note sur l'indicateur la déviation θ_1 correspondant au bruit à mesurer $\bar{\varepsilon}$: $\theta_1 = k\,\bar{\varepsilon}^2$;

— on met en service la source de bruit étalon $\bar{\varepsilon}_0$ et on note la nouvelle déviation : $\theta_2 = k\,(\bar{\varepsilon}^2 + \bar{\varepsilon}_0^2)$.

On en déduit immédiatement :

$$\bar{\varepsilon}^2 = \frac{\theta_1}{\theta_2 - \theta_1}\,\bar{\varepsilon}_0^2.$$

En pratique, on ajuste la valeur de $\bar{\varepsilon}_0$ de façon à *doubler* la déviation ($\theta_2 = 2\,\theta_1$) ; on a alors directement :

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\varepsilon}_0.$$

— Lorsqu'on doit opérer avec une porteuse superposée, on peut réaliser celle-ci et l'ajuster à la valeur voulue à l'aide d'un générateur à haute fréquence ordinaire, connecté en série dans l'antenne fictive et produisant un signal *non modulé* à la fréquence d'accord du récepteur.

Dans le cas d'un récepteur superhétérodyne, on peut également utiliser un générateur accordé sur la fréquence intermédiaire et agissant à couplage très lâche sur les étages correspondants du récepteur.

Les deux solutions sont en général équivalentes puisque les effets de la porteuse se font surtout sentir au niveau du détecteur. Cependant, la première a l'avantage de faire travailler *tous* les circuits, y compris en particulier le changeur de fréquence, avec leur régime normal : elle doit donc en principe être préférée à la seconde.

Dans les deux cas, le réglage du niveau de la porteuse s'effectue en ajustant le signal de sortie du générateur de façon à amener à la valeur voulue le signal à l'entrée du détecteur, lui-même repéré par la valeur du courant détecté lue sur le microampèremètre. Rappelons que la mesure en présence d'une porteuse n'a un sens précis que si cette porteuse est grande devant la tension de bruit.

b) *Comparaison avec une onde entretenue.* — Une onde entretenue, de *niveau comparable à celui de la tension de bruit,* pouvant être assimilée à un spectre à raie unique, on peut remplacer la source de bruit étalon du paragraphe précédent par un générateur à haute fréquence réglé sur la fréquence d'accord du récepteur.

Dans le cas où l'on opère sans porteuse superposée, la technique opératoire est la même que ci-dessus ; elle consiste à ajuster le signal incident pour doubler la déviation de l'indicateur quadratique connecté à la sortie des étages à haute fréquence (ou à fréquence intermédiaire).

Dans le cas où l'on doit effectuer la mesure en présence d'une porteuse, on peut, en principe, opérer encore comme au paragraphe *a* en ajustant la fréquence du générateur de façon à produire un signal musical par battement avec la porteuse, et en effectuant la comparaison avec ce signal à l'aide d'un indicateur quadratique branché à la sortie à basse fréquence du récepteur. Cependant, cette solution est dangereuse et peu recommandable car les propriétés des étages à basse fréquence interviennent dans la comparaison et peuvent être très différentes pour un spectre de bruit et pour un signal musical pur.

c) *Comparaison avec une onde modulée.* — Cette méthode met en œuvre la relation remarquable (18) établie au paragraphe 3°, p. 746.

On fait agir à l'entrée du récepteur une onde modulée de niveau E_0 et de taux de modulation « m » connus. On mesure à la sortie à basse fréquence du récepteur, par la méthode ordinaire (chap. XI, § B 5°, p. 675), la valeur du rapport signal/bruit.

On en déduit à partir de la relation (18) :

$$\bar{\varepsilon} = m\bar{E}_0\frac{\bar{B}}{\bar{S}}.$$

— Cette méthode a l'avantage de la simplicité et de la commodité d'emploi puisqu'elle n'exige aucun équipement particulier et peut être appliquée sur le montage habituel utilisé pour la mesure de la sensibilité. Le calcul peut même être effectué sans mesure spéciale, dès qu'on a effectué une mesure de sensibilité utilisable. Par exemple, si on a mesuré une sensibilité $\bar{E}_0$ pour un rapport signal/bruit de 20 dB, on en déduit :

$$\bar{\varepsilon} = \frac{m\bar{E}_0}{10}.$$

— Elle est cependant sujette à de nombreuses causes d'erreur dont il convient de discuter l'importance dans chaque cas particulier. Les plus importantes sont les suivantes :

α) le niveau $\bar{E}_0$ de la porteuse doit être assez grand devant la tension de bruit $\bar{\varepsilon}$, mais assez faible pour qu'il ne puisse y avoir aucune saturation pour les crêtes du signal modulé ;

β) le taux de modulation m doit rester faible et, de plus, être connu avec précision ;

γ) le générateur utilisé ne doit comporter aucune modulation de fréquence parasite.

d) *Mesure du signal à la sortie.* — Dans tout ce qui précède, le signal à la sortie est évalué par sa valeur efficace. Il faut donc, par principe, le mesurer à l'aide d'un indicateur quadratique qui mesure automatiquement la moyenne quadratique du signal de sortie résultant, quelle que soit la forme des divers courants qui le composent. Cette solution est la plus correcte à condition d'utiliser un indicateur dont la courbe de réponse dans la zone utilisée soit réellement parabolique (indicateur thermique, voltmètre électronique à détection plaque, chap. I, §§ C et D. Détecteur à cristal, chap. VIII, § D 4°). Elle s'impose lorsqu'on compare des signaux de natures différentes, par exemple un bruit et un signal musical.

— Dans le cas où l'on compare deux bruits aléatoires, on obtient finalement à la sortie un bruit aléatoire qui, en fait, a même composition statistique que les deux bruits composants. Dès lors, dans tous les cas, il existe une relation constante entre la valeur efficace du signal et toute autre valeur quelconque liée à l'intensité de ce signal et il devient possible de *repérer* la valeur efficace à l'aide d'un indicateur quelconque *sous la seule condition d'opérer à niveau de sortie constant.*

On peut alors effectuer les mesures de bruit en opérant comme suit :

α) On connecte à la sortie du récepteur un indicateur quelconque, par exemple un détecteur à valve fonctionnant en voltmètre de quasi-crête.

β) On intercale dans la chaîne amplificatrice, ou plus simplement entre la sortie du récepteur et l'indicateur, un affaiblisseur quelconque réalisant un affaiblissement étalonné de 3 dB (rapport d'amplitude $= \sqrt{2}$).

γ) L'affaiblisseur étant mis hors-circuit, on ajuste l'amplification de l'ensemble de façon que, en présence du bruit du récepteur seul, l'indicateur se fixe sur un repère θ.

δ) On met l'affaiblisseur en circuit et on fait agir à l'entrée du récepteur le bruit étalon. Enfin, on ajuste le niveau de celui-ci de façon à ramener l'indicateur sur son repère θ. Le niveau du bruit étalon est alors égal à celui du récepteur.

Mesure du souffle d'un tube. — La mesure du souffle d'un tube, triode ou polyode, constitue un cas particulier intéressant de mesure de bruit. Elle consiste à déterminer la valeur de la tension ou mieux de la résistance de souffle du tube.

Le tube à étudier est connecté à l'entrée d'un amplificateur à haute fréquence, accordé sur une fréquence F quelconque *a priori*, possédant une bande passante B_p également quelconque, et suivi d'un indicateur *quadratique.* Cet amplificateur est de préférence à amplification directe pour avoir un bruit propre très inférieur à celui du tube ; on s'en assure facilement en vérifiant que, en déconnectant ou en éteignant le tube à étudier, la déviation de l'indicateur de sortie tombe d'une façon importante.

Cela fait, on mesure la tension de bruit *sur la grille* du tube sans porteuse, par comparaison avec une source étalon, suivant l'un des modes opératoires décrits ci-dessus. On en déduit la résistance de souffle par la relation (6, p. 736).

La mesure est effectuée en deux opérations :

a) on met la grille du tube à la masse et on note la déviation correspondante de l'indicateur quadratique de sortie relative au bruit du tube seul ;

b) on intercale la source de bruit en série dans le circuit de grille et on ajuste son niveau de façon à doubler la déviation initiale de l'indicateur quadratique.

— Si la source de comparaison est une *onde entretenue*, sa valeur $\bar{u}$ mesure directement la tension de bruit du tube pour la bande passante B_p du récepteur de mesure. On en déduit la résistance de souffle à partir de la relation (6) :

$$\bar{u} = 4\sqrt{RB_p} \quad \mu V.$$

Dans ce cas, pour mesurer la résistance de souffle, il est indispensable de connaître, donc de mesurer la bande passante du récepteur utilisé.

— Si la source de comparaison est un *bruit étalon*, par exemple une diode saturée (*voir* ci-après), la tension de bruit est donnée par une relation de la forme :

$$\bar{u} = 5{,}65 \cdot 10^{-4} \cdot r\sqrt{IB_p}$$

et l'application de la relation (6) donne pour expression de la résistance de souffle :

$$R = 0{,}02\, r^2 I$$

en exprimant : R et r en ohms, I en milliampères.

Dans ce cas, pour mesurer la résistance de souffle, la bande passante disparaît et *il n'est pas nécessaire de la mesurer.*

— La mesure devient encore plus immédiate en utilisant la *méthode de Pearson* qui consiste à prendre comme source de bruit une simple *résistance étalonnée et réglable.* Il suffit d'ajuster cette résistance de façon à doubler la déviation de l'indicateur quadratique ; la valeur de la résistance étalon est alors égale à la résistance du souffle du tube. Toutefois, il convient de s'assurer que la mise en circuit de la résistance étalon ne modifie pas la polarisation du tube, auquel cas elle pourrait donner lieu à une variation de la tension de bruit du tube, donc fausser la mesure.

Mesure de la bande passante de bruit. — Dans tout ce qui précède, chaque fois qu'il a fallu introduire la bande passante du récepteur dans une formule, nous avons admis que le récepteur comportait une bande passante idéale en carré. Dans le cas d'un récepteur réel, dont la courbe de sélectivité a une forme très éloignée de la courbe rectangulaire idéale, on appelle *bande passante de bruit* la largeur d'une bande idéale qui, en présence d'un spectre uniforme, laisserait passer à travers le récepteur la même énergie que la bande passante réelle. Autrement dit, elle est égale à la bande passante quadratique du récepteur.

— On peut la calculer par la relation :

$$B_p = S$$

où S est l'aire de la courbe de résonance du circuit, tracée en portant en abscisses la fréquence et en ordonnées le *carré de l'affaiblissement* $\left(\frac{V}{V_0}\right)^2$ dont le maximum est égal à l'unité.

— Dans le cas d'un récepteur comportant des circuits peu couplés, on peut en obtenir une *valeur approchée* par la relation :

$$B = \frac{B_0}{\sqrt{2}}$$

où B_0 est la largeur de la courbe de sélectivité du récepteur correspondant à un affaiblissement de 7 dB.

— Enfin, on peut la déterminer expérimentalement en comparant, à l'entrée d'un récepteur suivi d'un indicateur quadratique, deux sources donnant la même déviation de l'indicateur, l'une faisant intervenir la bande passante et l'autre ne la faisant pas intervenir, par exemple : une onde entretenue de faible niveau et une diode saturée.

On peut également, dans le cas d'un spectre de bruit uniforme, la mesurer directement en intercalant, entre la sortie du récepteur et le voltmètre quadratique, un filtre de bande de largeur notablement inférieure à celle du récepteur et connue, et en écrivant que les tensions de bruit mesurées avec et sans filtre sont proportionnelles à la racine carrée de la bande passante.

Sources de bruit étalon. — On sait qu'une diode, alimentée sous une tension anodique assez élevée pour réaliser la saturation, est traversée par un courant continu I, égal au courant de saturation de la cathode donné par la formule de Richardson, mais dont la valeur instantanée fluctue continuellement autour de la valeur moyenne I du fait de l'émission aléatoire des électrons. On peut alors considérer le courant anodique comme la superposition de deux courants, soit :

a) un courant rigoureusement constant I, mesurable par un milliampèremètre à courant continu intercalé dans le circuit de la diode ;

b) un courant de fluctuation, dont la *valeur quadratique moyenne* est liée au courant moyen I par la relation simple :

$$\overline{i^2} = 2IeB_p$$

en désignant par :

e la charge d'un électron : $1{,}6.10^{-19}$ coulombs ;

B_p la bande passante du récepteur utilisé à la suite de la diode pour observer le courant $\overline{i}$.

Dès lors, dès l'instant où l'on a mesuré I, on connaît i ; par suite on dispose d'une source étalonnée de courants de fluctuation, donc de bruit au sens donné à ce mot dans ce chapitre.

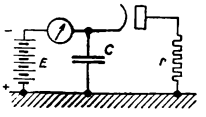


FIG. XI-54.

Cette solution très simple a été utilisée pour constituer une source de bruit étalon, dite « *à diode saturée* ». Le montage le plus couramment utilisé est schématisé sur la figure *XI-54* sur laquelle la batterie E est supposée avoir une tension suffisante pour réaliser *franchement* la saturation pour toutes les valeurs de I à utiliser.

Le réglage du courant I, donc du courant de fluctuation $\overline{i}$, est obtenu en faisant varier le chauffage de la cathode à l'aide d'un circuit classique non représenté sur la figure.

Comme, en pratique, il est plus commode d'utiliser comme étalon une tension plutôt qu'un courant, on place dans le circuit de la diode une résistance r aux bornes de laquelle on dispose d'une tension de bruit $\overline{u}$, telle que :

$$\overline{u} = r\overline{i} = r\sqrt{2IeB_p}$$

soit, pratiquement :

(19) $$\boxed{\overline{u} = 5{,}65 \cdot 10^{-4} r\sqrt{IB_p} \quad \mu V}$$

en exprimant : $\overline{u}$ en microvolts,
r en ohms,
I en milliampères,
B_p en kilohertz.

Toutes précautions doivent être prises au montage pour que le circuit intéressé par les courants à haute fréquence constituant le spectre de bruit soit aussi petit et aussi simple que possible de façon à ne pas perturber le spectre dans une gamme de fréquence aussi étendue que possible. Dans ce but, une forte capacité C relie directement la cathode à la masse et met hors cause les circuits d'alimentation et de mesure. Dans le même but, également, on a réalisé des diodes spéciales pour cet usage, à très faible temps de transit, fournissant un spectre pratiquement uniforme dans une gamme très étendue allant jusqu'aux micro-ondes.

— Le circuit schématisé par la figure *XI-54* peut être utilisé aux lieu et place d'un générateur étalonné ordinaire. La résistance r constitue l'impédance de sortie de l'appareil. Elle peut être placée à l'extrémité d'un câble coaxial, sous la seule condition qu'elle soit égale à l'impédance caractéristique du câble de façon à réaliser l'adaptation pour toutes les fréquences du spectre de bruit.

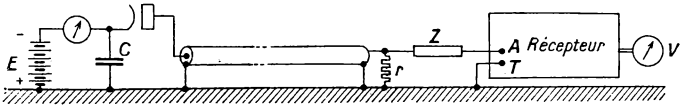


FIG. XI-55.

Elle est enfin connectée dans l'antenne fictive du récepteur à essayer, dans les mêmes conditions que la résistance de sortie d'un générateur usuel (fig. *XI-55*).

Dans le cas des ondes courtes, pour lesquelles on est amené à constituer l'antenne fictive par une résistance pure, la résistance r peut être prise égale à celle de l'antenne fictive et constituer, simultanément, le circuit de sortie du générateur et l'antenne fictive du récepteur (fig. *XI-56*). Cette solution permet d'accroître la valeur de la tension étalonnée $\bar{u}$ pour une valeur donnée I du courant de la diode.

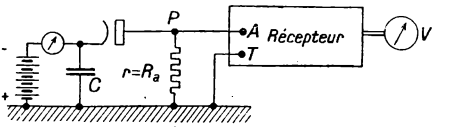


FIG. XI-56.

— Avec des diodes usuelles, en effet, les courants de saturation sont limités à des valeurs relativement faibles, de l'ordre de quelques dizaines de milliampères au maximum, et les tensions de bruit étalonnées restent elles-mêmes peu élevées. Par exemple, si on admet :

$$I = 20 \text{ mA}$$
$$r = 80 \text{ ohms}$$
$$B_p = 5 \text{ kHz}$$

la relation (19) donne pour $\bar{u}$ la valeur :

$$\bar{u} = 0{,}45 \ \mu\text{V}$$

— Dans le cas où la source de bruit étalonnée doit être connectée dans un circuit de grande impédance, par exemple le circuit de grille d'un tube, on peut également utiliser comme source de bruit étalon une *simple résistance de valeur connue.* La tension de bruit aux bornes de cette résistance est alors calculée par la relation (6). Si on admet par exemple :

$$R = 8000 \text{ ohms} = 8 \cdot 10^{-3} \text{ M}\Omega$$
$$B_p = 5 \text{ kHz}$$

on trouve pour $\bar{v}$ la valeur :

$$\bar{v} = 0{,}8\ \mu V.$$

Cette solution peut être utilisée, par exemple, pour la mesure de la résistance de souffle d'un tube (méthode de Pearson). Elle est particulièrement attirante par sa simplicité et conduit à cette conclusion assez curieuse que, *sans aucune source à haute fréquence*, il est possible de mesurer une tension de bruit à l'entrée d'un récepteur, et par suite la sensibilité du récepteur. Nous reviendrons un peu plus loin sur ce point de vue.

Remarquons enfin que, en élevant la température de la résistance, il est possible, même avec des résistance faibles, d'obtenir des tensions de bruit plus grandes. Nous en verrons un exemple dans le paragraphe suivant pour la mesure du facteur de bruit. On peut également amplifier la tension de sortie d'un générateur de bruit.

7° Facteur de bruit.

Définition. — La connaissance de la tension de bruit à l'entrée $\bar{\varepsilon}$, pour un récepteur donné, renseigne parfaitement sur le niveau de bruit dudit récepteur. Malheureusement, elle fournit un renseignement d'ensemble faisant intervenir la bande passante du récepteur ; elle ne permet pas d'atteindre directement la cause première du bruit, en général localisée dans les circuits d'entrée de l'appareil et qui ne dépend pas de la bande passante.

Pour éliminer cette difficulté, on substitue souvent, à la notion de tension de bruit à l'entrée, celle de *facteur de bruit*, qui ne dépend pas de la bande passante du récepteur (dans les limites où le réglage éventuel de celle-ci ne modifie pas les sources de bruit) et qui est plus représentatif des qualités du récepteur en ce qui concerne son aptitude à engendrer des bruits de fond.

— Considérons (fig. *XI-53*) un récepteur équipé sur une antenne fictive Z_a de résistance R_a. Nous avons vu que l'on pouvait expliciter tous les bruits du récepteur par une force électromotrice de bruit unique $\bar{\varepsilon}$, dite force électromotrice de bruit à l'entrée, et supposée connectée en série dans l'antenne fictive. Or, dans ce bruit total, il y a lieu de distinguer deux parties très distinctes, soit :

a) D'une part le bruit qui est créé *dans l'antenne elle-même*, du fait de l'agitation thermique dans la résistance d'antenne R_a. Ce bruit est indépendant du récepteur ; par suite, même si on utilisait un récepteur idéal sans bruit, il serait impossible de le faire disparaître. Il constitue ce que l'on appelle le *bruit inévitable* et on peut le représenter par une force électromotrice de bruit $\bar{\varepsilon}_a$, connectée en série dans l'antenne et de valeur telle que :

$$\varepsilon_a^2 = 4kTR_aB_p.$$

b) D'autre part, l'*ensemble des bruits qui prennent naissance dans le récepteur* et que l'on peut toujours représenter par une force électromotrice de bruit $\bar{\varepsilon}_r$, connectée également en série dans l'antenne et dont la valeur ne dépend que du récepteur.

— Le bruit total, représenté par $\bar{\varepsilon}$, résulte de la combinaison quadratique des deux bruits précédents. On peut donc écrire :

$$\bar{\varepsilon}^2 = \bar{\varepsilon}_a^2 + \bar{\varepsilon}_r^2.$$

Si l'on avait affaire à un récepteur idéal, sans bruit, la tension de bruit à l'entrée se réduirait à celle de l'antenne $\bar{\varepsilon}_a$, inférieure à $\bar{\varepsilon}$. On peut donc caractériser le bruit du récepteur par le rapport :

(20) $$N = \frac{\overline{\varepsilon}^2}{\overline{\varepsilon}_a^2} = \frac{\overline{\varepsilon}_a^2 + \overline{\varepsilon}_r^2}{\overline{\varepsilon}_a^2} = 1 + \frac{\overline{\varepsilon}_r^2}{\overline{\varepsilon}_a^2}$$

qui représente le *rapport de la puissance de bruit total réel à sa partie inévitable* et qu'on désigne sous le nom de *facteur de bruit* du récepteur.

Ce facteur est égal au rapport des carrés de deux tensions de bruit qui sont tous deux proportionnels à la bande passante du récepteur. Il est donc *indépendant de cette bande passante* et bien caractéristique du bruit du récepteur. En revanche, *il dépend du choix de l'antenne fictive* qui constitue le bruit de référence.

Le facteur de bruit peut être évalué par un rapport décimal, ou mieux en décibels par la relation habituelle :

$$N = 10 \lg \frac{\overline{\varepsilon}^2}{\overline{\varepsilon}_a^2}.$$

Dans le cas d'un récepteur idéal sans bruit, il devient égal à l'unité, soit donc 0 dB. Dans celui d'un récepteur adapté au maximum de puissance (dans le circuit d'entrée) il est égal à 3 dB, au minimum.

Expressions diverses. — La notion de facteur de bruit, appuyée sur la relation fondamentale (20), se trouve souvent exprimée sous des formes diverses, d'ailleurs toutes équivalentes. Les plus couramment utilisées sont les suivantes :

a) Faisons agir à l'entrée, en série dans l'antenne, un signal utile $\bar{\varepsilon}_0$. On peut écrire :

$$N = \frac{\dfrac{\overline{\varepsilon}^2}{\overline{\varepsilon}_0^2}}{\dfrac{\overline{\varepsilon}_a^2}{\overline{\varepsilon}_0^2}} = \frac{\dfrac{\overline{\varepsilon}_0^2}{\overline{\varepsilon}_a^2}}{\dfrac{\overline{\varepsilon}_0^2}{\overline{\varepsilon}^2}}.$$

Les signaux à l'entrée ε_0 et $\bar{\varepsilon}$, subissant la même amplification, donnent à la sortie du récepteur des signaux utiles et de bruit de *puissances* S et B, telles que :

$$\frac{S}{B} = \frac{\overline{\varepsilon}_0^2}{\overline{\varepsilon}^2}.$$

Le rapport $\frac{\overline{\varepsilon}_0^2}{\overline{\varepsilon}_a^2}$ représente de même, en puissance, le rapport signal/bruit $\frac{S_0}{B_0}$ que l'on aurait à la sortie dans le cas où le récepteur ne produirait aucun bruit. On l'appelle aussi le rapport signal/bruit à l'entrée du récepteur. On peut donc écrire :

$$N = \frac{\dfrac{S_0}{B_0}}{\dfrac{S}{B}}$$

et dire que le facteur de bruit représente la dégradation du rapport signal/bruit entre les bornes d'entrée et de sortie du récepteur.

b) A une constante près qui ne dépend que des caractéristiques du récepteur le terme $\overline{\varepsilon}^2$ représente la puissance de bruit total P mesurée à la sortie du récepteur. A la même constante, le terme $\overline{\varepsilon}_a^2$ représente la puissance de bruit *inévitable* P_0, mesurée également à la sortie du récepteur. On peut alors exprimer N sous la forme :

$$N = \frac{P}{P_0} = \frac{\text{Bruit réel}}{\text{Bruit inévitable}}.$$

c) En remplaçant $\overline{\varepsilon}_a^2$ par sa valeur dans la relation (20), il vient :

$$N = \frac{\overline{\varepsilon}^2}{4kTR_aB_p} = \frac{\dfrac{\overline{\varepsilon}^2}{4R_a}}{kTB_p}.$$

Or, avec les conventions admises pour l'étalonnage des générateurs gradués en puissance de sortie (§ B 4°, p. 663), le facteur $\dfrac{\overline{\varepsilon}^2}{4R_a}$ représente la *puissance disponible* W aux bornes d'une source de résistance R_a (en l'espèce l'antenne) débitant dans un circuit extérieur constitué ici par le récepteur.

En introduisant cette notion, on peut exprimer le facteur de bruit sous la forme remarquable :

$$N = \frac{W}{kTB_p} \tag{21}$$

dans laquelle la valeur de la résistance d'antenne R_a ne figure plus, *du moins explicitement.*

— Dans cette expression, W est la puissance de bruit disponible à l'entrée du récepteur. Elle est égale à la puissance disponible d'une source étalon, connectée à l'entrée du récepteur, et réglée de façon à doubler la puissance de bruit à la sortie du récepteur.

d) On peut encore écrire :

$$N = \frac{\overline{\varepsilon}^2}{4kTR_aB_p} = \frac{\overline{\varepsilon}_0^2}{4kTR_a}$$

en désignant par : $\overline{\varepsilon}_0^2 = \dfrac{\overline{\varepsilon}^2}{B_p}$ la densité quadratique du bruit réel à l'entrée du récepteur.

Mesure du facteur de bruit. — Plusieurs méthodes de mesure ont été proposées ; elles reviennent toutes, plus ou moins directement, à mesurer la tension de bruit $\overline{\varepsilon}$ et à calculer N par la relation (20) ou une relation dérivée. Les plus couramment utilisées sont les suivantes :

a) *Mesure de sensibilité.* — Lorsqu'on fait une mesure de sensibilité utilisable on mesure la valeur E_0 d'un signal à l'entrée, modulé avec un taux connu m, nécessaire pour obtenir à la sortie un rapport signal/bruit déterminé.

Ces valeurs sont liées par la relation (18) :

$$\frac{\overline{S}}{\overline{B}} = \frac{m\overline{E}_0}{\overline{\varepsilon}}.$$

On en déduit d'après la relation (20) :

$$N = \frac{\left[m\bar{E}_0 \dfrac{\bar{B}}{\bar{S}}\right]^2}{4kTR_aB_p}$$

soit, dans le cas où l'on opère avec un rapport signal/bruit de 20 dB $\left(\dfrac{\bar{S}}{\bar{B}} = 10\right)$:

$$N = \frac{m^2\bar{E}_0^2}{400kTR_aB_p}.$$

Cette méthode revient à mesurer la tension de bruit $\bar{\varepsilon}$ par comparaison avec une onde modulée. Elle a l'avantage de ne comporter aucun matériel de mesure spécial ; par contre, elle est sujette aux causes d'erreurs signalées plus haut et qui sont aggravées ici par le fait que le terme $m\,E_0$ figure au carré (§ 6°, p. 753) ; il s'y ajoute celle de l'incertitude des mesures de bande passante.

b) *Diode saturée.* — Considérons une diode saturée connectée à l'entrée d'un récepteur conformément à la figure *XI-56*, c'est-à-dire débitant directement dans l'antenne fictive du récepteur constituée par une résistance pure R_a.

Plaçons à la sortie du récepteur un indicateur quadratique V mesurant la tension de bruit à la sortie, avec ou sans porteuse, dans les conditions indiquées au § 6, p. 752.

Cela étant, la mesure du facteur de bruit s'effectue, en deux opérations, comme pour la mesure de la tension de bruit à l'entrée par comparaison avec une source de bruit étalon.

La diode étant éteinte, on repère la déviation de l'indicateur correspondant au bruit du récepteur seul ($\bar{\varepsilon}$).

On allume la diode et on ajuste le courant I de façon à doubler la déviation de l'indicateur. On en déduit (p. 756) :

$$\bar{\varepsilon}^2 = 2eR_a^2 I B_p$$

donc :
$$N = \frac{2eR_a^2 I B_p}{4kTR_aB_p} = \frac{e}{2kT} \cdot R_a I$$

soit : (22)
$$\boxed{N = 20\,R_a I}.$$

Si on adopte :
$$R_a = 50\,\Omega.$$

cette relation prend la forme particulièrement simple :

$$N = I_{(\mathrm{mA})}$$

en exprimant le courant I en milliampères.

— Quand on dispose d'une diode saturée, cette méthode est spécialement avantageuse par sa simplicité opératoire et aussi la plus rationnelle ; elle doit être préférée aux autres lorsqu'on a le choix. Elle ne nécessite pas de connaître la bande passante du récepteur qui s'élimine dans le rapport. En outre, elle comporte le minimum de cause d'erreur car la comparaison porte sur deux spectres de bruits de même constitution et la forme de la courbe de réponse à basse fréquence du récepteur n'intervient plus.

— Remarquons enfin qu'elle reste applicable dans le cas où l'antenne fictive comporte des éléments réactifs, à condition de mettre ceux-ci dans le fil PA reliant la diode à la borne d'antenne du récepteur et de rassembler tous les éléments actifs de l'antenne fictive dans la résistance de charge r.

c) *Signal entretenu.* — La technique opératoire qui vient d'être indiquée dans le cas d'une diode saturée peut être utilisée également avec un générateur d'ondes entretenues. Cette solution est intéressante dans le cas des récepteurs pour ondes courtes, fonctionnant sur ligne, et pour lesquels on utilise généralement des générateurs d'impédance de sortie égale à celle de la ligne, et étalonnés directement en *puissance disponible.*

On opère comme il vient d'être dit pour la diode et on ajuste le signal de sortie de façon à doubler la déviation quadratique à la sortie du récepteur, sous réserve des remarques faites plus haut pour la mesure des bruits par comparaison avec une onde entretenue de faible niveau (§ 6°, p. 753).

On lit sur le générateur la puissance de sortie disponible qui est précisément égale à la puissance de bruit disponible W à l'entrée du récepteur.

On en déduit le facteur de bruit par la relation (21) :

$$N = \frac{W}{kTB_p}.$$

d) *Variation de température.* — Notons enfin, pour terminer, une solution plus originale que pratique, qui consiste à utiliser comme antenne fictive une résistance, de valeur R_a *sensiblement constante,* dont on fait varier la température d'une quantité connue ΔT. La force électromotrice de bruit de l'antenne :

$$\bar{\varepsilon}_a^2 = 4kTR_aB_p$$

varie alors (si R_a ne varie pas) d'une quantité :

$$\frac{\Delta \bar{\varepsilon}_a^2}{\bar{\varepsilon}_a^2} = \frac{\Delta T}{T}.$$

D'autre part, la tension de bruit total :

$$\bar{\varepsilon}^2 = \bar{\varepsilon}_a^2 + \bar{\varepsilon}_2^2$$

varie d'une quantité :

$$\Delta \bar{\varepsilon}^2 = \Delta \bar{\varepsilon}_a^2$$

et il en résulte une variation ΔV de la tension de sortie, telle que :

$$\frac{\Delta \bar{V}^2}{\bar{V}^2} = \frac{\Delta \bar{\varepsilon}^2}{\bar{\varepsilon}^2} = \frac{\bar{\varepsilon}_a^2}{\bar{\varepsilon}^2} \cdot \frac{\Delta \bar{\varepsilon}_a^2}{\bar{\varepsilon}_a^2}$$

soit :

$$\frac{\Delta \bar{V}^2}{\bar{V}^2} = \frac{1}{N} \cdot \frac{\Delta T}{T}$$

d'où :

$$N = \frac{\dfrac{\Delta T}{T}}{\dfrac{\Delta \bar{V}^2}{\bar{V}^2}}.$$

Il suffit donc de mesurer à la sortie, la variation relative de $\overline{V^2}$ correspondant à une variation relative de T, pour en déduire N.

8° Remarques sur la sensibilité.

Entre la valeur mesurée E_0 de la sensibilité utilisable d'un récepteur, pour un rapport signal/bruit donné, et la tension de bruit à l'entrée $\bar{\varepsilon}$, il existe une relation rigide (18) qui peut s'écrire :

$$\bar{E}_0 = \frac{\bar{\varepsilon}}{m} \cdot \frac{\bar{S}}{\bar{B}}.$$

Dès l'instant où l'on s'impose $\frac{\bar{S}}{\bar{B}}$ et m, $\bar{E}_0$ ne dépend plus que de $\bar{\varepsilon}$. Autrement dit, une *mesure de sensibilité utilisable n'est, en fait, qu'une mesure de bruit de fond*, du moins dans les limites de validité de la relation (18), et les diverses méthodes de mesure indiquées ci-dessus peuvent être utilisées pour calculer la sensibilité utilisable.

Cette remarque vise plus particulièrement la méthode qui consiste à utiliser une simple résistance comme source de bruit étalon. On arrive alors à la conclusion curieuse que l'on peut effectuer une mesure de sensibilité, c'est-à-dire une mesure d'une grandeur électrique, sans utiliser aucune source de courant.

— De même, entre la sensibilité utilisable et le facteur de bruit, on peut établir une relation simple qui peut trouver quelques applications. La relation ci-dessus peut s'écrire :

$$\bar{E}_0 = \frac{\bar{\varepsilon}_a}{m} \cdot \frac{\bar{S}}{\bar{B}} \cdot \frac{\bar{\varepsilon}}{\bar{\varepsilon}_a}$$

soit, en tenant compte de la relation (20), page 759 :

$$E_0 = \bar{E}_a \sqrt{\bar{N}}$$

en posant :

$$E_a = \frac{\bar{\varepsilon}_0}{m} \cdot \frac{\bar{S}}{\bar{B}}.$$

Dans cette expression $\bar{E}_a$ représente la *sensibilité utilisable idéale*, pour un rapport $\frac{\bar{S}}{\bar{B}}$ donné, correspondant au cas hypothétique d'un récepteur sans bruit. Elle est entièrement définie *dès qu'on s'est imposé l'antenne fictive* et indépendante du récepteur. Dès lors, si l'on opère avec une antenne fictive normalisée, il suffit de mesurer le facteur de bruit d'un récepteur pour en déduire sa sensibilité utilisable.

E. — ANALYSE MÉTHODIQUE D'UN RÉCEPTEUR

1° Introduction.

— Nous avons déjà signalé dans le paragraphe précédent les insuffisances de la notion de « *sensibilité* » et les difficultés expérimentales auxquelles conduit sa mesure.

— Si cette notion simple a un sens précis et répond parfaitement à son but tant que la sensibilité du récepteur étudié reste assez faible pour que le bruit de fond n'intervienne pas, il en est tout autrement dans le cas d'un récepteur moderne à grande amplification, donc à fort bruit de fond. Il a fallu alors introduire la notion de sensibilité utilisable, caractérisée par une certaine valeur du rapport signal/bruit, et qui, dans le cas des bons récepteurs, se ramène en fait à celle de tension de bruit à l'entrée. La mesure laisse complètement inexplorées deux qualités essentielles des récepteurs, à savoir : l'amplification globale et la puissance de sortie.

— En outre, si l'expérimentation pratique ne donne pas lieu à difficulté apparente dans le cas d'un récepteur muni d'un régulateur automatique de gain et qui ne comporte qu'un seul organe de réglage de l'amplification (manette de puissance), il n'en est plus de même dans un récepteur à réglage manuel de gain sur lequel on trouve en général deux ou même trois organes de réglage de l'amplification. Comme, dans beaucoup de cas, la manœuvre de ces organes réagit sur la tension de bruit ramenée à l'entrée, il en résulte une interdépendance des diverses opérations de la mesure ; si bien que, pour obtenir simultanément les valeurs imposées du rapport signal/bruit et de la puissance de sortie, il est indispensable de procéder par approximations successives. Pour la même raison, ce qui est plus grave, le résultat final de la mesure peut varier, souvent dans des proportions importantes, suivant l'organe de réglage utilisé pour ajuster l'amplification globale du récepteur, donc suivant le mode opératoire. Il peut même arriver, pour certains récepteurs possédant le défaut qualifié plus loin de bruyance, qu'il soit impossible d'obtenir simultanément la puissance de sortie normale et le rapport signal/bruit imposé.

— Sans développer davantage ces considérations qui seront reprises ci-après, on peut conclure en disant que la mesure classique de sensibilité introduit une complication, base de toutes les difficultés pratiques, en imposant une relation conventionnelle entre trois qualités complètement distinctes (bruit à l'entrée, amplification globale, puissance) et, de plus, est insuffisante à elle seule pour rendre compte effectivement du comportement réel d'un récepteur au simple point de vue de son aptitude à recevoir des signaux faibles. La multiplicité des conventions plus ou moins arbitraires introduites ci-dessus (sensibilités maximale, utilisable, en téléphonie, en télégraphie,...) ne fait que traduire l'embarras de l'opérateur et ne constitue qu'une tentative de classement quelque peu aveugle.

— Autrement dit, pour bien connaître ou définir un récepteur, il est nécessaire de procéder à une étude plus approfondie et plus méthodique. Dans ce qui suit, nous allons examiner sommairement un *procédé d'analyse* (1) qui permet d'explorer systématiquement toutes les conditions de fonctionnement d'un récepteur, de définir ses caractéristiques pratiques utiles dans tous les cas

(1) Analyse méthodique des propriétés des récepteurs radioélectriques. E. FROMY, *L'Onde Electrique*, n°° 290-291, mai-juin 1951.

d'utilisation et, éventuellement, de mettre en lumière simplement ses anomalies de fonctionnement.

Cette étude peut servir de base à un choix raisonné des définitions et des modes opératoires les plus avantageux, et constituer un guide pratique pour la mise au point rationnelle d'un récepteur. Elle nous conduira, en particulier à la notion nouvelle de ***bruyance*** qui correspond à un défaut assez fréquent sur les récepteurs usuels.

— Si on se souvient du rôle particulier joué par le détecteur qui, au centre de la chaîne amplificatrice, constitue en quelque sorte un «point fixe », on voit qu'un récepteur complet comporte deux parties distincte et indépendantes, à savoir :

a) L'amplificateur dit « *à haute fréquence* », constitué par l'ensemble des étages qui précèdent le détecteur. Dans le cas des récepteurs superhétérodynes, cet amplificateur se compose lui-même de deux parties qui jouent souvent des rôles distincts, soit : l'amplificateur *à « fréquence porteuse »* comprenant les étages qui précèdent le changeur de fréquence, et l'amplificateur à « *fréquence intermédiaire* » compris entre le changeur de fréquence et le détecteur.

b) L'amplificateur dit « *à basse fréquence* » qui suit le détecteur.

— Pour étudier commodément les propriétés d'ensemble du récepteur, il est nécessaire d'examiner séparément ces deux parties fondamentales.

Pour étudier certaines propriétés particulières, il serait même souhaitable d'analyser séparément les amplificateurs à fréquence porteuse et à fréquence intermédiaire. Cependant, pour ne pas compliquer la discussion, nous nous en tiendrons au cas usuel pour lequel la division en deux parties est suffisante.

2° Étude de l'amplificateur à haute fréquence.

Définitions. — Cette partie du récepteur comporte l'ensemble des circuits jusqu'au détecteur, c'est-à-dire :

a) l'antenne, dans le circuit de laquelle on fait agir pour la mesure un générateur étalonné ;

b) les étages amplificateurs à fréquence porteuse et à fréquence intermédiaire, qui en principe sont munis chacun d'un organe de réglage de l'amplification (organes de réglage de gain du récepteur) ;

c) le détecteur lui-même, qui constitue le circuit de sortie de l'amplificateur à haute fréquence.

— Le signal à l'entrée est constitué par la force électromotrice E, entretenue ou modulée, induite dans l'antenne par le générateur étalonné. Ses caractéristiques sont évaluées à partir des étalonnages du générateur.

— Le signal de sortie est constitué par le courant détecté qui comporte une composante continue I_d et une composante musicale. Il peut être repéré par un microampèremètre à cadre, intercalé dans le circuit de charge du détecteur et mesurant la composante continue, c'est-à-dire la porteuse du signal à la sortie de l'amplificateur à haute fréquence.

— En définitive, pour étudier le comportement de l'amplificateur à haute fréquence, il suffit d'*intercaler un microampèremètre* dans le circuit de charge du détecteur et d'étudier la loi de variation du courant lu *en fonction du niveau du signal à l'entrée et des réglages d'amplification* (courbes de détection).

En pratique, dès que le niveau du signal à l'entrée est suffisant pour faire travailler le détecteur dans la région linéaire de sa caractéristique, le courant détecté est indépendant du taux de modulation et l'on peut opérer indifférem-

ment en onde entretenue ou modulée. Dans le cas, au contraire, où le signal est trop faible pour sortir du coude inférieur de la caractéristique de détection, ou suffisamment grand pour atteindre le coude supérieur dû à la saturation, le courant détecté, à porteuse constante, devient fonction du taux de modulation. Pour éviter toute incertitude, il faut donc opérer en *onde non modulée.*

Dans ce qui suit, nous admettrons implicitement que les courbes de détection sont relevées en onde entretenue, étant entendu que l'on peut, *après mesure du courant sans modulation,* superposer une modulation connue pour effectuer une mesure sur le signal à basse fréquence.

Réseau de détection. — Quand, pour une position fixe donnée des organes de réglage de l'amplification, correspondant à une amplification A, on fait croître la tension E du signal à l'entrée du récepteur, on obtient à l'entrée du détecteur une tension AE qui croît avec elle. Il en est de même du courant détecté I_d qui, pour un détecteur donné, ne dépend que de la tension d'attaque AE.

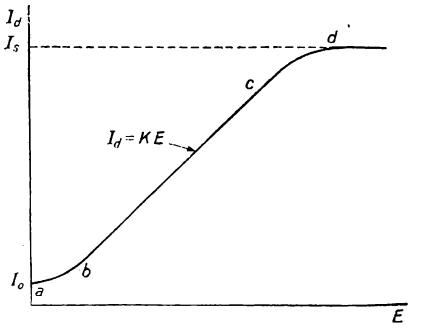


FIG. XI-57.

Deux cas sont à considérer suivant l'importance relative du signal et du bruit de fond, et par suite la valeur de l'amplification A.

Faible amplification. — Supposons qu'on donne à A sa valeur minimale A_0 telle que le bruit de fond apparent à la sortie soit négligeable. La courbe de détection $I_d = f(E)$ affecte la forme de la figure *XI-57.*

Elle part du courant résiduel de diode I_0 et débute par un coude I_0 a b.

Lorsque E atteint une valeur suffisante elle devient pratiquement linéaire et très voisine de la droite :

$$I_d = KE.$$

Enfin, pour les très grandes valeurs de E, suffisantes pour amener une saturation des derniers étages de l'amplificateur, elle se termine par un coude $c\,d$, qui a pour asymptote le courant de saturation I_s.

— Comme le courant I_d, et surtout la tension E, sont appelés à varier dans de très larges limites, il est plus avantageux en pratique d'utiliser des coordonnées à échelle logarithmique. La courbe de détection affecte alors l'aspect de la courbe A_0 de la figure *XI-58,* analogue à celle de la figure *XI-57,* à cette seule différence près que, le point $E = 0$ étant rejeté à l'infini, le coude inférieur est asymptotique à la droite $I_0\,a$ d'ordonnée log I_0. Le coude supérieur a toujours pour asymptote la droite d'ordonnée log I_s.

La partie centrale $b\,c$ est encore linéaire et de la forme :

$$\lg I_d = \lg K + \lg E.$$

Sa pente a pour valeur :

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{\Delta \lg I_d}{\Delta \lg E} = 1.$$

Autrement dit, lorsqu'on utilise des *échelles logarithmiques identiques* pour les abscisses et les ordonnées, la partie centrale de la courbe de détection est une droite *inclinée à* 45° dans le cas où l'*amplificateur* est *linéaire* ($I_d = KE$).

Si l'on avait au contraire $I_d = KE^n$, on aurait :

$$\operatorname{tg}\theta = n$$

la partie centrale serait encore rectiligne mais sa pente ne serait plus de 45°.

Plus généralement, si la loi d'amplification est quelconque, la partie centrale de la courbe de détection peut avoir une forme et une inclinaison quelconques. On peut donc, par la simple observation de la courbe de détection, apprécier la linéarité de l'amplificateur à haute fréquence.

— Cela étant, imaginons qu'on donne à l'amplification A une valeur A_1 supérieure à A_0 ; la loi de variation de I_d, qui ne dépend que de celle de la tension d'attaque A_1E du détecteur, est la même que précédemment, à cette seule différence près que les diverses valeurs de I_d sont obtenues pour des valeurs E' de E inférieures à celles de la courbe A_0 et dans un rapport constant $\frac{A_0}{A_1}$. Avec les coordonnées logarithmiques, la courbe A_1 se déduit donc de la courbe A_0 par un simple glissement vers la gauche, parallèlement à l'axe des abscisses et d'une quantité égale à :

$$\lg \frac{A_1}{A_0}.$$

Si l'on répète l'opération en utilisant successivement des amplifications régulièrement croissantes A_2, A_3, ... on obtient des courbes de détection paral-

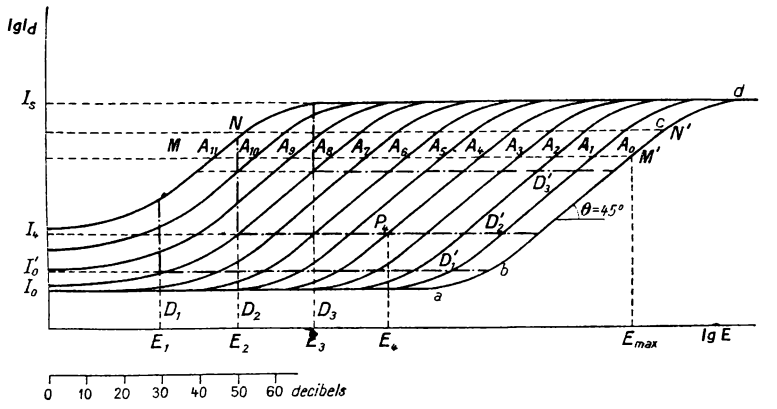


FIG. XI-58.

lèles et identiques aux courbes A_0 et A_1 (du moins tant que A reste assez faible pour que le bruit de fond reste négligeable) et toujours comprises entre les droites I_0 et I_s.

Grande amplification. — Imaginons maintenant qu'on donne à l'amplification une valeur A_8 suffisante pour que le bruit de fond devienne notable à la sortie.

Tant que le signal E est assez grand pour que le spectre de bruit se comporte comme un spectre de modulation de la porteuse E, le courant I_d ne dépend que de E et il n'y a rien de changé. En particulier, le courant de saturation est toujours I_s. Au contraire, lorsque E tend vers zéro, la détection des composantes de bruit provoque un accroissement de I_d. La courbe de détection a donc pour limite, non plus le courant résiduel de diode I_0, mais un courant

I'_0 supérieur correspondant au courant de détection du bruit de fond seul. Elle prend alors successivement les formes A_8 à A_{11} de la figure *XI-58*.

Diagramme de fonctionnement. — En explorant ainsi toute la gamme de réglage de l'amplification A, depuis la position A_0 correspondant à l'amplification minimale, jusqu'à une amplification telle que A_{11}, correspondant à l'amplification maximale, on obtient un réseau de courbes, du type représenté sur la figure *XI-58*, qui constitue le *réseau de détection* de l'amplificateur à haute fréquence.

Ce réseau contient explicitement *tous les points de fonctionnement* possible de l'appareil et constitue un véritable *diagramme de fonctionnement* qui permet de discuter toutes les propriétés électriques des circuits. Comme il est établi sur échelles logarithmiques, la distance entre deux points quelconques, parallèlement à l'un des axes, fournit immédiatement en décibels le rapport entre deux grandeurs de même nature correspondant à deux réglages de l'appareil. Pour faciliter les discussions de ce type, il est commode de reporter sur le diagramme, à côté des échelles logarithmiques, l'échelle linéaire correspondante graduée en décibels.

— L'examen du réseau de détection fournit en particulier, les éléments de discussion concernant les grandeurs suivantes :

a) la *sensibilité*, caractérisée par la position générale du diagramme sur l'axe des abscisses ;

b) la *linéarité*, caractérisée par la pente et la forme de la partie centrale des courbes de détection ;

c) la *gamme de fonctionnement linéaire* caractérisée par la hauteur des tronçons rectilignes à 45° des courbes de détection ;

d) la *gamme de variation des niveaux de sortie*, mesurée par la hauteur du diagramme $\frac{I_s}{I_0}$;

e) la *gamme de réglage de l'amplification*, mesurée par la largeur du diagramme ;

f) la *progressivité du réglage d'amplification*, caractérisée par la régularité d'espacement des courbes de détection, relevées pour des déplacements angulaires égaux de la manette de réglage ;

g) l'*aptitude du récepteur à recevoir les signaux forts*, caractérisée par la valeur E_{max} du signal le plus grand recevable sans saturation pour le réglage d'amplification minimale A_0.

Réseau de bruit. — Supposons qu'on règle l'amplification à une valeur telle que A_4, à laquelle correspond sur le réseau la courbe de détection A_4. Faisons agir à l'entrée du récepteur un signal de niveau E_4, auquel correspondent sur le diagramme un point de fonctionnement P_4 et un courant détecté I_4.

— Si on module le signal incident avec un taux de modulation m, on obtient à la sortie à basse fréquence du récepteur :

a) un signal utile fourni par l'amplification de la composante musicale du courant détecté ;

b) un bruit de fond qui résulte également de l'amplification de la composante de bruit du courant détecté.

On peut alors définir et mesurer par la technique habituelle un rapport signal/bruit D, évalué en décibels, lié au point de fonctionnement P_4 choisi et variable avec lui.

— Le même raisonnement pouvant se répéter pour toutes les valeurs du signal à l'entrée et pour tous les réglages d'amplification, on en conclut que,

à chaque point des courbes de détection, est attachée une valeur particulière du rapport signal/bruit pour la réception d'une onde modulée donnée. En repérant sur les diverses courbes les points correspondant à une suite de valeurs données du rapport signal/bruit et en reliant entre eux tous les points homologues, on peut alors superposer au réseau de détection un nouveau réseau, caractéristique du bruit de fond du récepteur et que nous désignerons sous le nom de *réseau de bruit* du récepteur.

— La forme de ce réseau dépend essentiellement des positions relatives, dans la chaîne amplificatrice, des organes de réglage de l'amplification et des sources de bruit effectives.

Quatre cas typiques sont à considérer :

a) Source de bruit en amont. — Ce serait le cas d'un récepteur parfait dans lequel la seule source de bruit serait constituée par les circuits d'entrée ; ce serait également le cas, en pratique, pour un récepteur superhétérodyne dans lequel l'organe de réglage d'amplification n'agirait que sur les étages à fréquence intermédiaire.

— Dans ce cas, l'amplification étant toujours la même pour le signal et pour le bruit de fond, la tension de bruit à l'entrée $\bar{\varepsilon}$ conserve une valeur constante (§ D, relation 8, p. 739).

Par suite, la valeur du signal à l'entrée, qui correspond à un rapport signal/bruit donné, est également constante (§ D, relation 18, p. 746), quel que soit le réglage de l'amplification. Les courbes de bruit sont alors des droites verticales, telles que D_1, D_2. D_3,..., dont les abscisses E_1, E_2, E_3, ... sont respectivement égales aux valeurs de la sensibilité utilisable du récepteur pour des rapports D_1, D_2, D_3,... décibels.

Ces courbes s'échelonnent dans le sens des valeurs croissantes de D comme l'indique la figure XI-*58*. La distance entre deux courbes, évaluée en décibels à l'échelle du diagramme, est égale à la différence des valeurs correspondantes de D.

b) *Sources de bruit en aval.* — Ce cas, plus anormal, peut se rencontrer en pratique dans un récepteur superhétérodyne, comportant des étages à fréquence intermédiaire trop poussés, et dans lequel l'organe de réglage d'amplification agirait uniquement sur des étages à fréquence porteuse donnant une amplification trop faible.

La source de bruit la plus importante étant alors localisée dans le changeur de fréquence, qui est suivi d'une amplification constante, la tension de bruit à l'entrée du détecteur est constante, quel que soit le réglage de l'amplification à fréquence porteuse. Il en résulte que, pour obtenir un rapport signal bruit donné à la sortie de l'appareil, il faut appliquer à l'entrée du détecteur, donc aussi à l'entrée du changeur de fréquence, un signal utile constant auquel correspond un courant détecté I_d également constant.

Le réglage de l'amplification agit donc uniquement sur la valeur du signal qu'il faut injecter à l'entrée du récepteur pour obtenir sur la changeuse de fréquence un signal constant et qui est d'autant plus faible que l'amplification est plus grande et inversement.

— En définitive, dans ce cas, les courbes de bruit seraient des droites horizontales, telles que D'_1, D'_2, D'_3,... (Fig. XI-*58*), d'ordonnée d'autant plus grande que le rapport signal/bruit est plus grand.

c) *Sources de bruit en amont et en aval.* — Imaginons un récepteur du type précédent, c'est-à-dire un récepteur superhétérodyne, muni d'un organe unique de réglage d'amplification sur les étages à fréquence porteuse, mais compor-

tant une amplification à fréquence porteuse suffisante pour que le bruit de fond dû aux circuits d'entrée puisse dominer le bruit de la changeuse en poussant l'amplification.

Tant que l'amplification est faible, l'action de la changeuse de fréquence (bruit en aval) est prépondérante et les courbes de bruit sont horizontales. Lorsqu'on fait croître l'amplification, le bruit des circuits d'entrée vient accroître le bruit total au niveau du détecteur et il faut augmenter le signal utile à l'entrée du détecteur, donc le courant I_d correspondant, pour maintenir constant le rapport signal/bruit. Les courbes de bruits se relèvent.

Lorsque l'amplification est suffisante pour que le bruit d'entrée (en amont) devienne prédominant, on se trouve dans le cas du bruit en amont et les courbes de bruit deviennent verticales.

En définitive, le réseau de bruit est une combinaison des deux précédents, raccordés par des courbes arrondies, et affecte l'aspect général du réseau de bruit schématisé sur la figure *XI-59*.

d) *Cas général.* — Dans un récepteur usuel, du type superhétérodyne, il existe en général deux sources de bruit (circuits d'entrée et changeur de fréquence), imbriquées entre deux organes de réglage d'amplification, soit : sur les étages à fréquence porteuse, donc entre les deux sources, et sur les étages à fréquence intermédiaire, donc en aval des sources de bruit.

— Si les deux réglages sont indépendants, il est recommandé, lorsqu'on veut réduire l'amplification globale en partant de la position correspondant à l'amplification maximale, de réduire d'abord l'amplification à fréquence intermédiaire, puis ensuite seulement, lorsque celle-ci est au minimum, de réduire l'amplification à fréquence porteuse.

— Dans ces conditions, tant qu'on agit sur l'amplification à fréquence intermédiaire, les courbes de bruit sont verticales. Elles deviennent au contraire horizontales lorsqu'on agit sur l'amplification à fréquence porteuse. Le réseau de bruit résultant affecte alors une forme angulaire du type schématisé en traits mixtes sur la figure *XI-58*, en admettant que les courbes A_{11} à A_8 correspondent aux étages à fréquences intermédiaire et les courbes A_8 à A_0 aux réglages d'amplification des étages à fréquence porteuse. Le raccordement à angle vif des deux réseaux sur la courbe A_8 a pour cause première le fait qu'ils correspondent à deux régimes de fonctionnement indépendants mis en œuvre l'un après l'autre.

— Si, au contraire, les deux réglages sont jumelés, comme c'est en général le cas, le raccordement s'effectue d'une façon continue et le réseau de bruit prend encore la forme arrondie schématisée sur la figure *XI-59*.

Applications du réseau de bruit. — La superposition du réseau de bruit sur le réseau de détection permet de connaître par interpolation la valeur du rapport signal/bruit pour un point de fonctionnement quelconque du récepteur et de discuter la qualité de la réception pour les divers réglages possibles.

Mais cette application n'est pas la plus intéressante. La discussion de la forme du réseau constitue un moyen d'investigation très précieux capable de renseigner immédiatement sur la bonne ou la mauvaise adaptation des divers étages amplificateurs et des organes de réglage d'amplification. Les tronçons verticaux sont l'indice de l'effet prépondérant des sources de bruit situées en amont des organes de réglage d'amplification ; les tronçons horizontaux, au contraire, dénotent l'existence de sources de bruit importantes situées en aval. Les régions incurvées enfin correspondent aux zones de fonctionnement dans lesquelles les deux types de bruit ont des effets comparables.

— Dans un récepteur bien conçu, dans lequel l'échelonnement des divers étages amplificateurs serait tel que le bruit de tête soit toujours prépondérant, le réseau de bruit ne comporterait que des droites verticales.

— Pour illustrer les possibilités de discussion pratique du réseau de bruit, imaginons qu'on ait affaire à un récepteur superhétérodyne, comportant un organe unique de réglage d'amplification, agissant *simultanément* sur les étages à fréquence porteuse et sur les étages à fréquence intermédiaire. Imaginons enfin, que le réseau de bruit affecte la forme représentée sur la figure *XI-59*

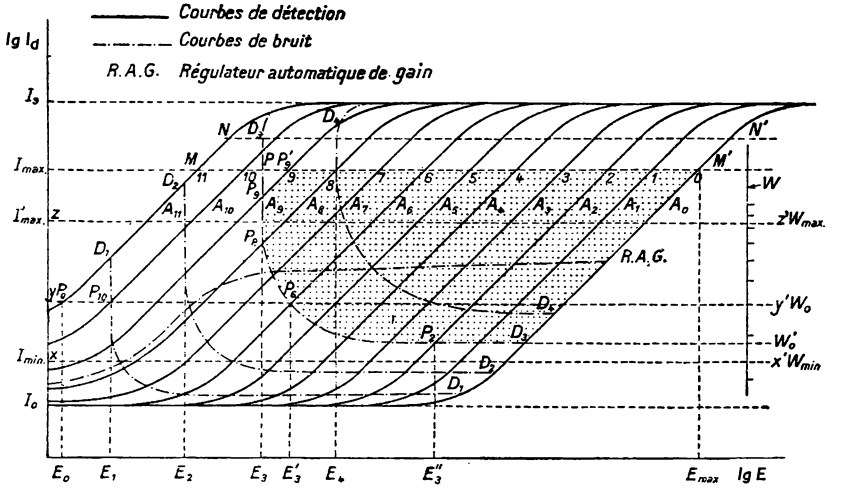


FIG. XI-59.

et que l'on veuille discuter le fonctionnement de l'appareil pour une écoute correspondant à un rapport signal/bruit D_3. En suivant la courbe D_3 dans le sens des amplifications décroissantes, on fait les constatations suivantes :

a) Au maximum d'amplification (A_{11}), l'amplificateur est saturé et la réception avec le rapport signal/bruit D_3 est impossible.

b) Jusqu'à la position A_8, la courbe D_3 étant verticale, le bruit du circuit d'entrée l'emporte sur celui du changeur de fréquence et l'action du réglage d'amplification à fréquence intermédiaire reste prépondérante.

c) De A_8 à A_3, l'amplification à fréquence porteuse diminue trop rapidement et celle des étages à fréquence intermédiaire trop lentement. Le bruit du changeur de fréquence apparaît.

d) Enfin, de A_3 à A_0, la courbe D_3 devenant horizontale, l'amplification à fréquence intermédiaire ne varie plus et seul le réglage sur l'amplification à fréquence porteuse agit. Le bruit du changeur de fréquence couvre celui du circuit d'entrée.

— En définitive, on peut diagnostiquer sur le récepteur étudié : d'une part, une décroissance prématurée de l'amplification à fréquence porteuse ; d'autre part, une gamme insuffisante de réglage de l'amplification à fréquence intermédiaire. Ces constatations dénotent une mauvaisee adaptation des organes de réglage d'amplification et suggèrent les modifications à apporter à l'appareil.

Domaine de fonctionnement. — Le réseau de détection, représenté par la figure *XI-59*, délimite sur le diagramme une surface qui contient tous les

points de fonctionnement *possible* du récepteur. En pratique, pour être utilisable, le signal sortant du détecteur doit satisfaire à certaines conditions et une partie seulement du diagramme de détection correspond effectivement à des conditions de fonctionnement exploitables. Cette partie constitue le *domaine de fonctionnement* du récepteur ; ses limites sont définies comme suit :

a) La *limite supérieure* est imposée par la distorsion due à la saturation ; elle est matérialisée par la droite MM', d'ordonnée I_{max} égale au courant détecté qui correspond au signal le plus intense admissible à l'entrée du détecteur, c'est-à-dire tel que, pour une modulation à 100%, les crêtes du signal sortent de la zone linéaire de la courbe de détection. La droite MM' est donc située à 6 dB en dessous de la droite NN' marquant la limite de la zone linéaire du réseau de détection.

b) La *limite inférieure*, correspondant aux signaux faibles, est imposée par la nécessité d'obtenir à la sortie du récepteur un signal d'intensité et de pureté suffisantes. Sa détermination dépend des caractéristiques de bruit du récepteur.

— Dans le cas d'un récepteur idéal, dont les courbes de bruit sont des droites verticales, le signal à la sortie du récepteur décroît continuellement, sans modification du rapport signal/bruit, lorsqu'on diminue l'amplification A. Dans ces conditions, la limite inférieure n'est pas imposée par le bruit, mais seulement par la valeur I_{min} du courant détecté permettant d'obtenir à la sortie à basse fréquence un signal ayant la puissance minimale admissible W_{min} ou e taux de distorsion harmonique maximal tolérable. La valeur de I_{min} sera déterminée plus loin en étudiant l'amplificateur à basse fréquence.

— Dans le cas d'un récepteur pour lequel la courbe de bruit D_3, correspondant à la valeur limite imposée pour les mesures de sensibilité (par exemple 26 dB), se présente comme l'indique la figure *XI-59*, c'est-à-dire est telle que la partie horizontale soit supérieure à I_{min}, la limite inférieure est imposée par l'accroissement du bruit de fond. Elle est matérialisée sur le diagramme par la courbe de bruit limite D_3.

— Dans un cas intermédiaire pour lequel la courbe de bruit limite coupe la droite d'ordonnée I_{min}, la limite inférieure du domaine de fonctionnement est constituée partiellement par la courbe de bruit, par exemple D_2, partiellement par la droite I_{min}.

c) La *limite du côté des signaux forts* est constituée par la courbe de détection correspondant à l'amplification la plus faible A_0. Cette courbe fixe également la valeur maximale du signal à l'entrée que l'on puisse recevoir sans distorsion et qui est égale à l'abscisse E_{max} du point de rencontre de la courbe A_0 avec la droite MM' d'ordonnée I_{max}.

d) La *limite du côté des signaux faibles* est constituée, suivant les cas, soit par la courbe de détection correspondant à l'amplification maximale A_{11}, si on ne se préoccupe pas du bruit de fond ou si celui-ci reste négligeable, soit le plus souvent par la courbe de bruit correspondant à la limite tolérable D_3 du rapport signal/bruit.

— Notons enfin que, pour un domaine de fonctionnement défini comme il vient d'être dit, il existe un point de fonctionnement critique correspondant au point de rencontre P de la courbe de bruit limite D_3 avec la droite I_{max}. Pour un signal à l'entrée inférieur à E_3, abscisse de P, le signal à la sortie du récepteur est couvert par le bruit ; pour un signal à l'entrée supérieur à E_3 il est distordu. L'utilisation d'un tel réglage étant malaisée en pratique, il est prudent de limiter le domaine de fonctionnement, dans la région de P, par un tronçon $P_9P'_9$ de la courbe de détection assurant à la réception une *réserve*

de linéarité suffisante. Celle-ci peut être évaluée en décibels par la différence des abscisses ou des ordonnées des points P_9 et P'_9.

— Le *domaine de fonctionnement* se trouve ainsi entièrement défini ; il affecte la forme représentée par la zone ombrée de la figure *XI-59.*

En traçant sur des diagrammes à la même échelle les domaines de fonctionnement relevés sur divers récepteurs, on peut aisément, par simple comparaison des positions, dimensions et formes des domaines, et en s'appuyant sur les considérations qui précèdent, discuter et comparer les propriétés pratiques des divers récepteurs.

Un cas particulier intéressant est représenté par la discussion du fonctionnement d'un *régulateur automatique de gain.* Si le récepteur est bien établi, la courbe $I_d = f(E)$, représentant la caractéristique du régulateur, doit traverser le domaine de fonctionnement de telle sorte que la partie rectiligne correspondant à la zone d'efficacité occupe tout le domaine et ne sorte pas de ses limites, en particulier ne dépasse pas la limite supérieure MM' (courbe *R. A. G.* sur la figure *XI-59*).

Bien entendu, cette remarque n'est valable que dans le cas où la mise en service du régulateur ne modifie pas le fonctionnement des organes de réglage d'amplification.

3° Étude de l'amplificateur à basse fréquence.

Principe. — Le fonctionnement de l'amplificateur à basse fréquence, est caractérisé par deux grandeurs :

a) la *puissance maximale de sortie* admissible ;

b) l'*amplification* pour la position de l'organe de puissance correspondant au maximum d'amplification.

— La puissance maximale de sortie est limitée par la distorsion harmonique. Sa mesure ne pose pas de problème nouveau ; elle peut être effectuée par la méthode habituelle des mesures de distorsion harmonique en basse fréquence (chap. III, § C 5°, p. 259) en prenant pour valeur de la puissance maximale W_{max} celle qui correspond à un taux de distorsion donné, par exemple 10 %.

— L'amplification pourrait être également mesurée en basse fréquence en relevant la courbe de la puissance de sortie en fonction de la tension appliquée sur la grille du premier tube. Mais le résultat ainsi obtenu serait difficile à raccorder avec les mesures faites sur l'amplificateur à haute fréquence et n'aurait pas de sens pratique au point de vue de l'analyse des propriétés d'ensemble du récepteur. Pour effectuer la liaison nécessaire, il est préférable d'opérer avec un signal à haute fréquence modulé agissant sur l'amplificateur à basse fréquence par la voie normale, c'est-à-dire à travers le détecteur.

— Imaginons donc que l'on fasse agir à l'entrée du récepteur un signal à haute fréquence normal, modulé par exemple à 400 Hz et à 30%, créant à la sortie du détecteur un courant moyen I_d.

Le signal utile à l'entrée de l'amplificateur à basse fréquence est constitué par la composante musicale du courant détecté, provenant de la modulation du signal incident. Pour un signal et un détecteur donnés, il est lié à la valeur du courant détecté moyen par une relation rigide ; on peut donc le repérer par la valeur de I_d.

Dans ces conditions, pour étudier l'*amplification* de l'amplificateur à basse fréquence, il suffit de faire varier progressivement le niveau du signal à haute fréquence, en maintenant l'organe de réglage de la puissance sur la position

d'amplification maximale, et de relever la loi de variation de la puissance W du signal de sortie à basse fréquence en fonction du courant détecté I_d, entre les limites I_{max} correspondant au signal maximal admissible en haute frequence et I_{min} correspondant à la puissance minimale utilisable W_{min} ou à la limite tolérable de distorsion harmonique.

Les résultats des mesures pourraient être reportés sur le diagramme de fonctionnement à haute fréquence sous forme d'un autre diagramme constitué par des lignes horizontales correspondant aux diverses valeurs de I_d et graduées en fonction des valeurs correspondantes de W. En pratique, pour ne pas alourdir le dessin, il est plus commode de porter simplement, en marge du diagramme à haute fréquence convenablement quadrillé, une échelle graduée en valeurs de W (*fig. XI-59*).

Discussion. — On obtient ainsi, sur un même diagramme, l'ensemble des indications susceptibles de définir le fonctionnement total du récepteur en fonction des réglages en fréquences porteuse, intermédiaire et musicale, de mettre en évidence la bonne ou la mauvaise adaptation des divers amplificateurs, enfin de caractériser les performances possibles du récepteur dans toutes ses conditions d'utilisation.

— *Par exemple*, en se limitant aux considérations relatives à l'aptitude du récepteur à délivrer à la sortie à basse fréquence un signal utile de puissance donnée, on peut tirer les conclusions suivantes :

a) Pour un point de fonctionnement quelconque, tel que P_6, obtenu pour un signal à l'entrée E'_3 et un réglage d'amplification à haute fréquence A_6, la puissance de sortie W_0 que l'on peut obtenir en poussant *au maximum* l'organe de réglage de la puissance est lue directement sur l'échelle de puissance sur la ligne horizontale YY' passant par P_6, étant entendu que, en réduisant l'amplification à basse fréquence, on peut obtenir pour ce même réglage un signal quelconque entre zéro et W_0.

b) Si la droite ZZ' correspondant à la puissance maximale utilisable W_{max} se situe *au-dessus* de la droite MM' correspondant à la limite de distorsion I_{max}, on en conclut que l'on ne peut obtenir en fonctionnement normal la puissance maximale de sortie dont est capable l'amplificateur à basse fréquence. Cela revient à dire que l'adaptation des deux parties du récepteur est mal faite, l'amplification à basse fréquence étant trop faible ou le niveau de sortie de l'amplificateur à haute fréquence insuffisant.

Dans ce cas, si l'on pousse au maximum l'organe de réglage de la puissance et si l'on fait agir à l'entrée des étages à basse fréquence le signal maximal compatible avec le bon fonctionnement des étages à haute fréquence, c'est-à-dire repéré par le courant I_{max}, on obtient à la sortie du récepteur un signal de puissance W'_{max}, inférieure à W_{max}, qui représente la puissance maximale que l'on puisse effectivement tirer du récepteur entier en service normal. L'appareil possède alors un *défaut d'amplification globale* qu'on peut évaluer par le rapport :

$$\frac{W'_{max}}{W_{max}} < 1.$$

c) Si, au contraire, la droite ZZ' est au-dessous de MM' donc traverse le domaine de fonctionnement, on peut obtenir la puissance de sortie W_{max}, soit avec le signal maximal I_{max} à l'entrée, en ne poussant pas au maximum l'organe de réglage de la puissance ; soit, en laissant cet organe au maximum,

mais en limitant le signal à l'entrée à une valeur I'_{max} inférieure à I_{max} *fig. XI-59*).

L'appareil possède alors une *réserve d'amplification* que l'on peut évaluer par le rapport :

$$\frac{I_{max}}{I'_{max}} > 1.$$

Suramplification. — Les considérations qui précèdent font apparaître une qualité intéressante d'un récepteur, caractéristique de la bonne adaptation des deux parties du récepteur, qui se traduit par un défaut d'amplification globale, dans un cas, et par excès d'amplification, dans l'autre. Cette qualité a été dénommée *suramplification* ; elle est évaluée par le *facteur de suramplification* mesuré :

— dans le premier cas, par le rapport : $\sqrt{\frac{W'_{max}}{W_{max}}} < 1$

— dans le second cas, par le rapport : $\frac{I_{max}}{I'_{max}} > 1.$

En évaluant ce rapport en décibels, le facteur de suramplification est positif lorsqu'il y a excès d'amplification et négatif, lorsqu'il y a insuffisance d'amplification.

Il est nul lorsque, pour un signal à l'entrée égal au maximum I_{max} admissible pour les étages à haute fréquence, on obtient à la sortie la puissance maximum W_{max}. L'appareil possède alors une amplification globale qui peut être prise comme référence et qu'on désigne sous le nom d'*amplification normale.*

Remarque. — Pour la commodité expérimentale, on a supposé que, pour l'étude de l'amplificateur à basse fréquence, on utilisait un signal normal modulé à 30%. Pour rendre compte de l'aptitude du récepteur à recevoir les signaux fortement modulés, il serait plus judicieux d'opérer avec un signal modulé à 100%. On peut tourner la difficulté en opérant avec une modulation de 30 %, mais en faisant choix d'une puissance $\frac{W_{max}}{10}$, dite « *puissance de référence* », pour caractériser le signal maximal utilisable à la sortie du récepteur.

4° Discussion des mesures de sensibilité.

Utilisation du diagramme. — Le diagramme de fonctionnement général, représenté par la figure *XI-59*, contient explicitement tous les résultats de mesure de sensibilité.

Imaginons que l'on fasse choix, pour ces mesures, d'une puissance normale de sortie (50 m W) représentée sur le diagramme par la puissance W_0, d'ordonnée YY'. La sensibilité, correspondant à une définition quelconque, est égale à l'abscisse du point de rencontre de la droite YY' avec la courbe de détection ou la courbe de bruit qui correspond à la définition choisie.

Par exemple :

a) la sensibilité maximale est E_0, abscisse du point de rencontre P_0 avec la courbe d'amplification maximale A_{11}.

b) la sensibilité utilisable pour un rapport signal/bruit D_1 (ou D_3) est E_1 (ou E'_3), abscisse du point de rencontre P_{10} (ou P_6) avec la courbe de bruit D_1 (ou D_3).

— Le diagramme permet également de rendre compte des difficultés rencontrées en pratique dans la mesure de la sensibilité utilisable, dans le cas de certains récepteurs à réglage manuel de gain.

Supposons qu'on fasse choix, comme caractéristiques normales du signal de sortie, d'une puissance de sortie W_0 (50 mW) et d'un rapport signal/bruit D_3 (26 dB). La sensibilité utilisable est définie sans difficulté, dans le cas de la figure *XI-59*, par l'abscisse E'_3 du point de rencontre P_6 de YY' avec la courbe de bruit D_3.

— Supposons maintenant que, au lieu de W_0, on fasse choix d'une puissance de sortie égale à $W'_0 < W_0$ et telle que la droite YY' ait précisément même ordonnée que la partie horizontale de la courbe de bruit D_3. On trouve alors une infinité de points tels que P_2, donc de signaux à l'entrée tels que E''_3, qui satisfont à la définition de la sensibilité utilisable avec un rapport signal/bruit D_3. La mesure est dans ce cas *indéterminée.*

— Supposons enfin, que l'on choisisse une puissance de sortie égale à W_{min} (fig. *XI-59*) et telle que l'ordonnée de YY' soit inférieure à celle de la partie horizontale de la courbe D_3. Dans ce cas, il n'y a plus de point de rencontre entre YY' et D_3 et la mesure de la sensibilité utilisable pour un rapport signal/bruit D_3 devient *impossible.*

— Ainsi donc, suivant la valeur admise pour la puissance de sortie normale (W_0), la mesure de sensibilité utilisable normale peut être possible, indéterminée ou impossible.

En revanche, dans tous les cas, si on admet de réduire l'amplification à basse fréquence, ce qui a pour effet d'augmenter le courant I_d nécessaire pour obtenir la puissance W_0, on peut remonter la droite YY' (et avec elle toute l'échelle graduée en W) et l'amener à couper la courbe de bruit D_3 en un point tel que P_6, auquel correspond un signal à l'entrée tel que E'_3. La mesure de la sensibilité redevient alors possible, mais son résultat est essentiellement *arbitraire,* car à mesure qu'on diminue l'amplification à basse fréquence, le point de rencontre P_6 glisse sur la courbe D_3, de droite à gauche, et la sensibilité mesurée E'_3 s'améliore continuellement. Cette indétermination subsiste jusqu'au moment où le point P_6 arrive en P_8 sur la région verticale de la courbe de bruit D_3. On mesure alors la *sensibilité utilisable optimale* E_3, qui, comme dans le cas d'un récepteur idéal, est bien définie et invariable.

En pratique, cette mesure nécessite une suite d'approximations successives. Sur le diagramme, la valeur de E_3 est lue directement.

Conclusions. — On conçoit à la lumière de ces considérations, que la définition et la mesure habituelles de la sensibilité utilisable, sur des récepteurs imparfaits (courbe de bruit D_3 coudée) soit complexe et puisse devenir inextricable. L'origine première des difficultés rencontrées réside dans le fait que, pour définir la sensibilité utilisable qui ne dépend que du rapport signal/bruit, c'est-à-dire des propriétés de l'amplificateur à haute fréquence, on introduit la puissance de sortie à basse fréquence à laquelle on impose en outre, une valeur W_0 choisie arbitrairement. Cette convention a pour conséquence pratique d'introduire dans la mesure un paramètre inutile et très mal défini constitué par le réglage de la manette de puissance. Toute ambiguïté et toute difficulté disparaissent immédiatement sous la seule condition d'éliminer les étages à basse fréquence et de prendre comme signal de sortie le courant détecté I_d De plus, si l'on adopte comme valeur de ce courant celle qui correspond à la limite de distorsion (I_{max}), on peut atteindre sans tâtonnement la *sensibilité*

utilisable optimale qui seule, en définitive, caractérise le récepteur au point de vue de son aptitude à recevoir les signaux faibles.

Bruyance. — Les difficultés de mesure que nous venons d'analyser se retrouvent en pratique dans les applications. Elles se manifestent sous forme de difficultés de réglages qui obligent l'opérateur à agir successivement sur toutes les manettes de réglage d'amplification pour rechercher par approximations successives le réglage qui lui assure le signal le plus pur. En cas de mauvais réglage, on constate un bruit de fond permanent qui subsiste même en présence d'un signal intense.

Toutes ces difficultés disparaitraient dans le cas d'un récepteur idéal dont les courbes de bruit seraient des droites verticales. Elles ont pour cause première l'existence de sources de bruit notables en aval de l'organe de réglage d'amplification et sont mises en évidence immédiatement sur le diagramme par la forme arrondie du réseau de bruit. Elles sont d'autant plus accentuées que les courbes de bruit sont plus coudées et que leur tronçon horizontal est plus important.

— Autrement dit, la forme coudée des courbes de bruit est l'indice d'un défaut du récepteur auquel on a donné le nom de *bruyance* et qui a pour conséquence une diminution de la sensibilité utilisable lorsqu'on diminue l'amplification à haute fréquence.

On peut évaluer la bruyance en mesurant la perte de sensibilité utilisable, pour un rapport signal/bruit donné, correspondant à une diminution donnée de l'amplification à haute fréquence à partir du réglage qui correspond à la mesure de la sensibilité utilisable optimale définie ci-dessus.

— Dans le cas d'un récepteur comportant un régulateur automatique de gain qui réduit l'amplification des étages à haute fréquence lorsque le signal incident augmente, la bruyance se traduit par une dégradation du rapport signal/bruit qui croît moins vite que le signal à l'entrée. Dans le cas d'une bruyance totale (courbe de bruit horizontale), le rapport signal/bruit conserve une valeur constante lorsque le signal à l'entrée croît au delà d'une certaine valeur.

F. — ESSAIS EN COURANTS RECTANGULAIRES

1° Généralités.

Définitions. — Dans tout de qui précède, on a utilisé systématiquement et uniquement des sources et des courants sinusoïdaux ; on a donc étudié seulement les propriétés des récepteurs en *régime permanent.*

Or, pour certaines applications, par exemple en télévision pour la reproduction des discontinuités de teinte, on est amené à amplifier des courants de formes quelconques et de niveaux brusquement variables. Dans ce cas, les divers circuits fonctionnent essentiellement en *régime transitoire* et leurs caractéristiques propres, telles que leurs constantes de temps, interviennent directement dans la réponse de l'appareil.

L'étude en régime permanent sur une seule fréquence est alors manifestement insuffisante.

On a tout d'abord tourné la difficulté en remarquant que, un courant périodique de forme quelconque pouvant toujours être décomposé en série de

Fourier et regardé comme une somme de courants sinusoïdaux harmoniques répartis dans une gamme de fréquence déterminée, souvent très étendue, on pouvait rendre compte des propriétés réelles de l'amplificateur, même en régime transitoire, en étudiant en régime permanent sa *bande passante électrique* (chap. III, § C 5°, p. 257, chap. XI, § C 4°, p. 715).

Certains ont mis cette conclusion en doute en faisant remarquer que le relevé de la courbe amplitude/fréquence en régime permanent ne fournissait aucun renseignement sur les relations de phase entre les divers harmoniques, et par suite ne rendait pas compte des distorsions correspondantes.

— Quoi qu'il en soit, du point de vue expérimental et en admettant que le relevé de la courbe amplitude/fréquence permette une analyse correcte du fonctionnement du récepteur pour un courant de forme quelconque, la méthode exige une exploration très soignée dans une gamme de fréquence *très étendue*, et notablement supérieure à celle qui correspond à la bande de fréquences à transmettre, donc l'exécution d'un nombre de mesures qui peut devenir considérable. Cette méthode est de ce fait longue et peu pratique.

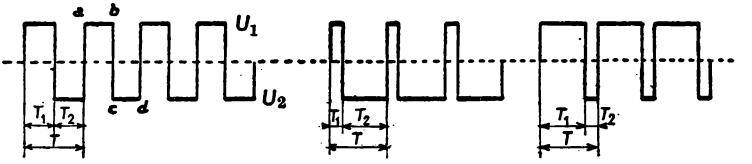


FIG. XI-60 *a*. FIG. XI-60 *b*. FIG. XI-60 *c*.

— Aussi a-t-on cherché à opérer directement en régime transitoire pour faire apparaître, à l'aide d'une seule mesure, toute les propriétés effectives des circuits.

La solution la plus couramment employée dans ce but consiste à utiliser comme signal à l'entrée du récepteur un *signal rectangulaire*, c'est-à-dire une tension dont la loi de variation en fonction du temps est représentée par une courbe de la forme de la figure *XI-60*. La tension conserve une certaine valeur U_1 pendant une fraction T_1 de la période, puis une autre valeur U_2 pendant la seconde fraction T_2, les passages de U_1 à U_2 et de U_2 à U_1 se produisant très brusquement en des temps suffisamment petits devant la période $T = T_1 + T_2$ pour pouvoir être considérés comme pratiquement nuls (courbes en créneaux).

— Les valeurs U_1 et U_2 peuvent être *a priori* quelconques. Le plus souvent, en pratique, elles sont égales et de signes contraires. On obtient alors un signal rectangulaire symétrique du type représenté sur la figure *XI-60a*.

— Les temps T_1 et T_2 peuvent être tous deux égaux à une demi période ($T_1 = T_2 = \frac{T}{2}$), auquel cas on obtient un *signal carré* du type de la figure *XI-60a*. Mais ils peuvent être inégaux (fig. *XI-60 b* et *c*) et dans un rapport T_1/T_2 quelconque ; on obtient alors ce qu'on appelle des *impulsions*, caractérisées par leur *durée*, égale à la durée t de la fraction de période T_1 ou T_2 la plus courte, et par leur *brièveté*, mesurée par le rapport t/T.

— De tels signaux possèdent un spectre harmonique très étendu et, si on les applique à l'entrée d'un récepteur ou d'un amplificateur quelconque, ils réalisent en quelque sorte une suite ininterrompue de régimes transitoires particulièrement propices à l'analyse rapide des caractéristiques propres du récepteur ou de l'amplificateur.

— Si la période du signal rectangulaire est suffisamment grande devant les constantes de temps des régimes transitoires qui prennent naissance dans le récepteur, de telle sorte que ces régimes transitoires soient pratiquement amortis entre deux inversions consécutives on peut considérer le signal rectangulaire comme une suite de signaux unités alternés et indépendants. Le signal obtenu à la sortie du récepteur illustre alors la réponse du récepteur au signal unité et son observation à l'aide d'un oscilloscope permet de détecter et d'identifier les défauts qui peuvent exister dans la chaine amplificatrice.

Caractéristiques d'un signal rectangulaire. — Un signal rectangulaire *idéal* affecte en principe la forme représentée par la courbe de la figure *XI-61*.

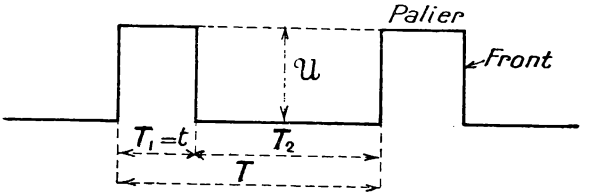


FIG. XI-61.

Il comporte une suite d'impulsions, limitées par deux fronts (antérieur et postérieur) de durée nulle séparés par des paliers de niveau constant et définies par les caractéristiques suivantes :

son amplitude crête-à-crête U

sa période T ou sa fréquence (de répétition) $f = \frac{1}{T}$

sa durée $t = T_1$, égale à la fraction de période T_1 la plus courte

sa brièveté $b = \frac{t}{T}$, exprimée en centièmes (%).

— En pratique, les signaux rectangulaires diffèrent en général de cette forme idéale sur les deux points suivants :

1° Les fronts, au lieu d'avoir la forme rectangulaire caractérisant le signal unité idéal, affectent la forme représentée par la figure *XI-62*.

2° Les paliers, au lieu d'être à niveau constant, présentent la forme indiquée sur la figure *XI-63*.

— Le premier défaut est l'indice d'une insuffisance de bande passante des circuits de liaison du côté des fréquences supérieures du spectre ou de l'existence dans ces circuits d'éléments oscillants excités par choc à chaque impulsion. Il peut être caractérisé par les paramètres suivants :

a) le *temps de montée* (ou de descente), égal au temps nécessaire pour que la valeur instantanée du signal accomplisse 80 % de la variation totale, depuis le pont A à 10 % du palier antérieur jusqu'au point B à 10 % du palier postérieur (90 % de la variation totale).

b) le *temps de dépassement* (antérieur ou postérieur) égal au temps, antérieur à A ou postérieur à B, pendant lequel la valeur instantanée du signal s'écarte de plus de 10 % du palier correspondant.

c) le *temps d'établissement* (ou de disparition) égal au temps qui s'écoule entre le moment où la valeur instantanée du signal s'écarte pour la première fois de plus de 10 % du palier antérieur, jusqu'au moment où il s'écarte pour la dernière fois de plus de 10 % du palier postérieur. Le temps d'établissement est

égal à la somme du temps de montée et des temps de dépassement antérieur et postérieur.

d) ***le dépassement*** (antérieur ou postérieur) égal à la différence entre les ordonnées de la crête maximale et du palier correspondant.

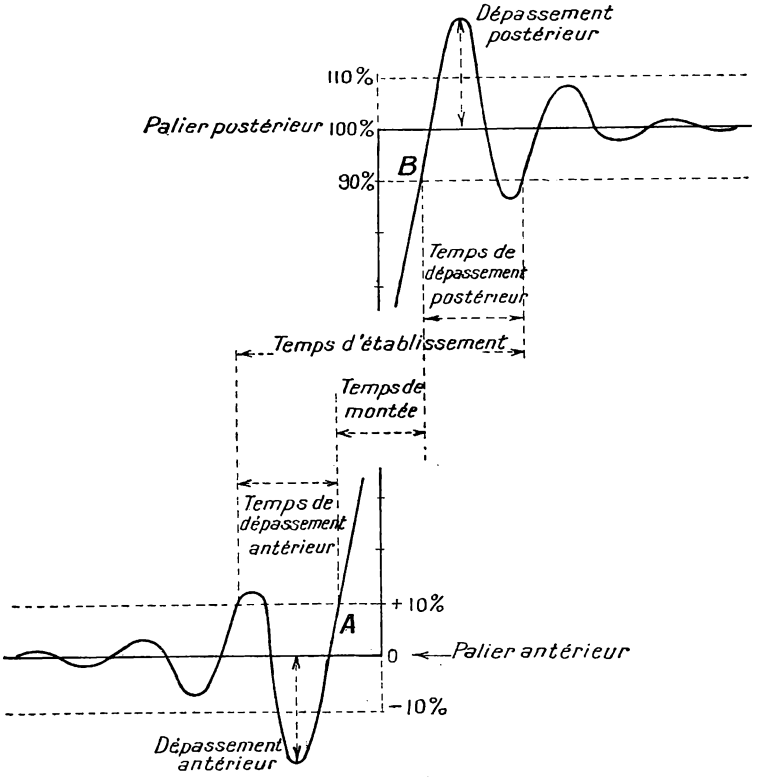


FIG. XI-62.

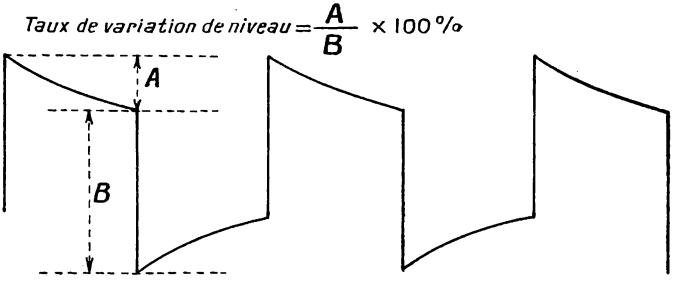


FIG. XI-63.

e) le taux de dépassement (antérieur ou postérieur) égal au rapport, exprimé en centièmes (%), entre le dépassement (antérieur ou postérieur) et la valeur crête-à-crête entre les deux paliers.

f) la *fréquence de dépassement* (antérieure ou postérieure) égale à la fréquence des oscillations de dépassement (antérieur ou postérieur).

— Le second défaut est l'indice d'une insuffisance de bande passante des cir-

cuits de liaison du côté des fréquences inférieures du spectre. Il peut être caractérisé par le *taux de variation de niveau* égal au rapport de la variation de niveau du palier à la valeur crête-à-crête entre paliers, exprimé en centièmes (%).

— Le plus souvent, en pratique, les deux défauts peuvent se manifester simultanément. La courbe représentant le signal résulte alors de la combinaison des courbes des figures *XI-62* et *XI-63*.

Générateurs de signaux rectangulaires. — On réalise actuellement des générateurs de signaux rectangulaires, symétriques ou dyssymétriques, dont la fréquence peut varier dans une gamme très étendue, depuis quelques hertz jusqu'à 100 kHz ou, parfois, 1 MHz. En général, ils comportent un inverseur qui permet de faire varier à volonté la polarité des impulsions à la sortie.

Ces appareils se présentent comme des générateurs de signaux ordinaires et sont munis d'un affaiblisseur qui permet de faire varier le niveau du signal de sortie sans en modifier les caractéristiques. Le plus souvent ils comportent plusieurs circuits de sortie dits à « haute impédance » ou à « basse impédance ». Les premiers, prévus pour débiter sur des circuits de charge de quelques centaines d'ohms, par exemple 600 Ω, fournissent des signaux dont la valeur crête-à-crête peut atteindre 100 volts. Les seconds sont prévus pour débiter sur un câble coaxial de 50 ou 75 ohms, terminé sur son impédance caractéristique ; ils fournissent des signaux moins intenses, par exemple 5 à 10 volts crête-à-crête, mais de meilleure qualité (temps de montée plus faible). De plus, ils permettent, grâce à l'emploi du câble coaxial, de reporter le signal de sortie à l'extrémité d'un cordon de sortie utilisable en pratique dans les mêmes conditions que pour un générateur étalonné ordinaire.

— Les échelles graduées des organes de réglage des appareils fournissent par lecture directe la valeur de la fréquence de répétition et la valeur crête-à-crête du signal de sortie aux bornes de l'impédance de sortie utilisée.

— La connexion d'un générateur de signaux rectangulaires à l'entrée d'un récepteur s'effectue suivant les règles habituelles décrites au chapitre *XI-B*. Cependant, il convient de remarquer que, pour conserver au signal sa forme rectangulaire, il est fondamental de transmettre intégralement tout son spectre. Il est donc indispensable, même si l'on opère à fréquence de répétition relativement faible, de réaliser les circuits de liaison en utilisant la technique des circuits apériodiques à très haute fréquence, de préférence du type coaxial, de telle sorte que tous les circuits soient parfaitement adaptés.

— Sous ces réserves, le signal injecté à l'entrée du récepteur a la forme type représentée par les figures *XI-60*. Il est caractérisé, outre sa fréquence de répétition et sa valeur crête-à-crête, par les paramètres suivants :

temps de montée ou de descente
dépassements
durée (dans le cas des impulsions)
taux de variation de niveaux.

— Les générateurs usuels de construction récente sont en général de deux types : les générateurs de signaux carrés et les générateurs d'impulsions.

Pour tous ces appareils, les taux de dépassement sont en général faibles et inférieurs à 5 %. Par contre, les temps de montée et de descente peuvent être notables et dépendent de l'impédance du circuit de sortie utilisée. Ils sont de l'ordre de 0,1 μs pour les circuits à haute impédance (600 ohms) ; mais ils peuvent descendre au voisinage de 0,02 μs et même 0,01 μs pour les circuits à faible impédance.

Dans le cas des générateurs de signaux carrés, le taux de variation de niveau reste en général inférieur à 5 %.

Enfin, dans le cas des générateurs d'impulsions, la durée des impulsions est le plus souvent réglable entre 1 et 100 μs ; mais certains appareils récents permettent de réaliser des impulsions de durée très inférieure, par exemple de 0,07 à 10 μs.

— Les générateurs de signaux rectangulaires comportent en général une sortie, dite de « synchronisation », qui fournit des impulsions synchrones des signaux rectangulaires et utilisables pour synchroniser la base de temps d'un oscilloscope. Un organe de réglage auxiliaire permet de décaler les impulsions de synchronisation par rapport au signal rectangulaire ou aux impulsions principales de façon à ajuster suivant les besoins le cadrage de l'image sur l'écran de l'oscilloscope. Le temps de décalage est en général réglable entre 0 et 50 μs.

Amplificateurs et oscillographes de mesure. — Pour utiliser les générateurs de signaux carrés ou d'impulsions, il est nécessaire de disposer d'amplificateurs et d'oscillographes qui permettent d'amplifier et d'observer les signaux sans les déformer.

Ces appareils sont essentiellement caractérisés par une très large bande passante qui s'étend le plus souvent depuis quelques hertz jusqu'à 10 ou 30 MHz. Certains oscilloscopes sont mêmes conçus pour enregistrer la composante continue des signaux incidents. De ce fait, les bons appareils de cette catégorie fournissent une représentation fidèle des signaux rectangulaires ou des impulsions produits par les générateurs précédents. Les dépassements et les taux de variation de niveau restent faibles, normalement inférieurs à 5 %. Les temps de montée et de descente sont de l'ordre de grandeur de ceux des générateurs et, souvent, inférieurs.

2° Méthode de mesure.

En principe l'étude en courant rectangulaire ou en impulsions d'un amplificateur ou d'un récepteur consiste essentiellement à faire agir à l'entrée de l'appareil étudié un générateur de signal rectangulaire et à observer à l'aide d'un oscilloscope les caractéristiques du signal de sortie.

Pour que la mesure ait un sens, il importe évidemment que les distorsions imputables au générateur de signal utilisé et à l'oscilloscope servant au contrôle du signal de sortie soient négligeables par rapport à celles qui sont dues à l'appareil étudié. Il convient de s'en assurer, avant toute mesure, en connectant directement le générateur à l'entrée de l'oscilloscope et en mesurant, sur la figure ainsi obtenue, les paramètres caractéristiques de la qualité du signal rectangulaire, soit :

les dépassements,
le temps de montée,
le taux de variation de niveau.

Cela fait, on connecte le générateur à l'entrée de l'appareil étudié et l'oscilloscope entre ses bornes de sortie. On mesure alors sur l'oscilloscope les paramètres caractéristiques de la qualité du signal de sortie ; la comparaison de ces paramètres avec ceux du signal incident fait apparaître les défauts de l'appareil étudié.

— Dans le cas où l'appareil étudié est un amplificateur à basse fréquence, on connecte directement le signal de sortie du générateur d'impulsions à l'entrée de l'amplificateur.

— Dans le cas d'un récepteur complet, comportant des étages à fréquence radioélectrique, il faut faire agir à l'entrée du récepteur un signal à haute fréquence modulé en impulsions. Le problème se pose plus spécialement dans le cas des récepteurs de télévision fonctionnant sur ondes métriques. Dans cette gamme de fréquence, il existe des générateurs de signaux sinusoïdaux comportant un circuit de modulation à très large bande passante permettant la modulation en impulsions de la porteuse.

Dans ce cas, on fait agir le générateur de signaux rectangulaires sur le circuit de modulation du générateur de signal sinusoïdal et on ajuste son niveau de façon à obtenir une modulation totale de la porteuse. On obtient alors à la sortie une porteuse découpée en impulsions. Ce signal est injecté à l'entrée du récepteur dans les conditions habituelles, décrites au chapitre XI-B, et on observe à l'oscilloscope les caractéristiques du signal obtenu à la sortie du récepteur.

— Si l'on connecte l'oscilloscope à la sortie des étages « video », c'est-à-dire après détection, on observe un signal rectangulaire, du type représenté par figures *XI-62* et *63*, sur lequel on peut relever tous les paramètres caractéristiques des défauts de l'ensemble du récepteur.

— Si l'on connecte l'oscilloscope à la sortie des étages à fréquence intermédiaire du récepteur. c'est-à-dire avant détection, on observe sur l'oscilloscope le signal à fréquence intermédiaire modulé en impulsions. L'analyse de l'*enveloppe* de ce signal permet d'évaluer les paramètres caractéristiques des défauts des étages à fréquence porteuse et à fréquence intermédiaire du récepteur.

INDEX ALPHABÉTIQUE

A

Absorption (ondemètre à), 441, 443.
Accord (d'un circuit oscillant), 319, 440.
Accord (d'un récepteur), 693, 696.
Activité d'un quartz, 420.
Acuimètre, 355 à 360.
Adaptation contrôle de l'), 391.
Admittances (mesures des), 304, 305, 491, 504.
Aériens, 578, 579, 581, 624.
Affaiblissements (mesures des), 391, 420 à 425, 516, 520, 521.
Affaiblisseurs BF, 105 à 110.
Affaiblisseurs HF, 110 à 121, 521, 642.
Ampèremètres, 39 à 46, 49, 474.
Amplificateurs (mesures sur les), 255 à 261.
Amplification (d'un récepteur), 255, 634, 732, 733.
Amplification de conversion, 289.
Analyse harmonique, 243, 540, 564.
Analyse méthodique (d'un récepteur), 764 à 777.
Analyseur d'onde, 226.
Angle de pertes, 17, 203, 216, 340, 342, 345, 346, 373, 526, 529.
Anneau de garde, 217, 219, 372.
Antennes (mesures sur les), 392 à 405, 535, 581, 624.
Antennes fictives, 398, 535, 657 à 662.
Appleton (méthode d'), 267, 276.
Approximations pratiques, 4, 12, 18, 483, 529.
Armagnat (ondemètre), 444, 463.
Ayrton-Perry (bobinage), 6.

B

Balayage (fréquence de), 230.
Balayage déclenché, 91.
Balayage elliptique, 100.
Bande passante, 258, 631, 634, 716.
Bande passante de bruit, 755.
Base de temps, 87, 230.
Basse fréquence (mesures en), 196 à 215, 216 à 263.
Battement (méthode du), 428, 431, 432, 555, 562.
Belfis (pont de), 245.
Brouillages (mesures des), 720, 722, 731.
Bruits (mesure des), 672.
Bruits de cloche, 628,
Bruit étalon, (source de), 756.
Bruit de fond d'un émetteur, 541, 566.
Bruit de fond d'un récepteur, 627, 672, 735 à 762.
Bruyance. 777.

C

Cabine blindée, 635.
Cadre, 578, 664.
Capacités, 146, 206, 279.
Capacités (mesures en BF), 202 à 212, 279.
Capacités (mesures en HF), 299, 339 à 346.
Capacités d'un tube, 279, 280.
Capacité effective (d'une antenne), 401.
Capacités faibles, 204, 339.
Capacité répartie (d'une bobine), 10, 333.
Capacités résiduelles, 3, 4, 366.
Capacité de résonance, 319.
Caractéristique d'un tube à vide, 264 à 290.
Carey-Foster (pont de), 150.
Cercle (diagramme du), 509.
Champs électromagnétiques (mesures des), 577 à 619.
Champs étalons, 665, 667,
Champs faibles, 587 à 598, 603.
Champs intenses, 583 à 587, 603.
Champ à caractéristiques variables, 598 à 601.
Circuits de mesure, 126, 197, 446 à 451, 453 à 457.
Circuit oscillant, 183 à 195, 297.
Circuit oscillant (mesure), 306 à 370.
Circuit oscillant (montage), 191, 306, 314.
Circuit de sortie (d'un générateur HF), 647, 662.
Classification (des ponts), 144.
Coefficient d'affaiblissement, 383, 489, 516.
Coefficient de réflexion, 495, 518.
Commutateur électronique, 103.
Comparaison (méthode de), 236, 427, 546, 554, 559.
Comparaison d'inductances, 171.
Comparateurs de phases, 238.
Compensation, 3, 128, 182.
Compensé (voltmètre), 76.
Condensateurs, 16, 19, 21, 196, 202, 293.
Condensateurs chimiques, 206.
Condensateurs étalons, 26.
Condensateurs à 3 pôles, 209.
Connexions (influence des), 23, 26, 43, 72, 360 à 370.
Contrôle (appareils de), 294.
Contrôleurs, 40, 53,

Coordonnées circulaires d'une impédance (Sens physiques des), 484.
Couplage « Source-Circuit oscillant », 193, 309.
Courants (mesures des), 39 à 52, 474.
Courants faibles, 39 à 48.
Courants intenses 48 à 52.
Courants rectangulaires, 777 à 783.
Courant résiduel (de diode), 69.
Courbes de détection (d'un récepteur), 766.
Crête (voltmètres de), 58, 65, 74.
Creux (voltmètre de), 68.
Crevasse (méthode de la), 409, 412.
Cristal (voltmètre à), 477.

D

Darbord (ondemètre de), 531.
Decaux (fréquencemètre de), 228.
Décrément d'un circuit, 325.
Défauts usuels (d'un générateur HF), 653 à 656.
Déphasages (mesures des), 230 à 242, 258.
Déphaseurs, 122.
Déréglages de capacités (méthode par), 319, 320, 322, 328, 330, 332 à 360.
Dérive de fréquence (d'un émetteur), 569, 572, 687, 694.
Désenbilisation (temps de), 719.
Détecteurs de zéro, 126, 197.
Détection (caractéristique de), 284, 766.
Diagrmme de conversion, 484.
Diagramme de fonctionnement (d'un récepteur), 768.
Diagrammes d'impédances, 506, 509.
Diélectriques (mesures sur les), 216 à 220, 371 à 379, 522 à 529.
Diélectriques liquides, 218, 378.
Diélectriques solides, 216, 372, 522, 523, 526.
Diélectriques à très faibles pertes, 377.
Diélectriques de référence, 220.
Différences de potentiel (mesure des — en THF), 475 à 478.
Diode saturée, 756, 761.
Distorsiomètres, 245.
Distorsion dans un récepteur, 257, 259, 632, 709 à 716.
Distorsion différentielle, 260, 633, 714.
Distorsion harmonique (mesures de la), 242 à 254, 259, 281, 540, 563, 564, 632, 709 à 715.
Distorsion dans un tube, 281.
Distorsion en amplitude, 632.
Distorsion en fréquence, 257, 541, 568, 633, 715.
Distorsion de modulation, 540, 563.
Distorsion trapézoïdale, 91.
Diviseurs de courant, 48.
Diviseurs de tension, 109.
Domaine de fonctionnemment (d'un récepteur), 771.
Double détection (méthode de la), 549, 561, 564.
Dynatron, 325.

E

Écarts de fréquence (mesure des), 679, 694.
Écouteurs téléphoniques, 125.
Effacement, 633, 705.
Effectives (caractéristiques — d'une antenne), 398 à 405.
Effets de main, 134, 681.
Effet de peau, 2, 45, 474.
Électromètres, 53.
Emploi pratique du circuit oscillant, 344 à 347.
Équilibre d'un pont, 127, 166.
Émetteurs (mesures sur les), 534 à 576.
Étalonnages en haute fréquence, 46, 73, 79, 82, 119, 424, 433, 451, 521, 571, 590, 609, 612, 649, 651, 657.
Étalonnage d'un distorsiomètre, 253.
Étalonnages d'un générateur HF, 643, 651, 657.
Étalons de fréquence, 433.
Étouffement, 633, 705.
Exactitude d'étalonnage (en fréquence), 569, 571.

F

Facteurs d'amplification (d'un tube), 266, 267, 273, 278.
Facteur de bruit, 758 à 763.
Facteur de mérite, 22.
Facteur d'onde stationnaire, 495, 496.
Facteur de pertes, 14, 187, 382, 487, 488, 528.
Facteurs de qualité, 11, 14, 196, 292.
Facteur de surtension, 11, 14, 188, 320.
Ferrié (fréquencemètre de), 465.
Fidélité, 256, 563, 634, 715.
Fil incandescent, 45.
Filtres, 36, 251, 637, 685.
Filtre psophométrique, 677.
Fréquences (mesures des), 149, 175, 220 à 230, 426 à 466, 530, 531, 568 à 573.
Fréquences étalons, 433.
Fréquence image, 720.
Fréquence intermédiaire, 722.
Fréquence propre, 12, 24, 71, 334, 343, 402, 408.
Fréquencemètres, 223 à 230, 434, 437, 441, 444, 451, 464, 531.
Fréquencemètre à compteurs, 465.
Fréquencemètres à lecture directe, 227, 465.
Fuites d'un générateur HF, 655.

G

Gain, 634.
Générateurs HF, 37, 638 à 657.
Générateurs BF, 31.
Glissement de fréquence, 443, 569, 572, 656, 687, 719.

H

Haute fréquence (mesures en), 153, 291 370, 371 à 425, 467 à 533.

Hauteur effective (d'un aérien), 402, 579, 582.
Hay (pont de), 148.
Heaviside (pont de), 151.
Hétérodyne (méthode), 428, 533.
Hétérodynes (ondemètres), 451 à 457.
Hétérodyne d'interpolation, 431, 454.
Honnel (pont de), 305.
Hululeur, 35, 704.
Humidité (influence de l'), 340, 375.

I

Impédances, 10, 14.
Impédances (mesures en BF), 198 à 215.
Impédances (mesures en HF), 291 à 370.
Impédances (mesures en THF), 481 à 514.
Impédance (courbe d' — d'une antenne), 397.
Impédance apparente, 11, 322, 332, 392 à 398, 407.
Impédance caractéristique, 383, 472, 516.
Impédance de charge, 255, 628, 668.
Impédance d'entrée, 283, 387.
Impédances à faibles pertes, 490, 491, 502, 504, 514.
Impédance interne (dans un circuit oscillant), 360 à 370.
Impédance motionnellle, 420.
Impédances quelconques, 29, 213, 347.
Impédance réduite, 482.
Impédance de sortie, 669.
Indice de couplage, 337.
Inductances, 9, 14, 148, 196, 198, 292, 332 à 339.
Inductance apparente (d'une bobine), 11, 322.
Inductances étalons, 15.
Inductances (pont d'), 148, 198.
Inductance effective (d'une antenne), 401.
Inductance sous courant continu, 200.
Inductances mutuelles, 150, 202, 336.
Inductances internes, 3, 4, 23, 25, 28, 342, 361, 363.
Interférentiels (oscillateurs), 33.
Intermodulation, 260, 633, 714.
Interpolation, 431.

K

Kirchhoff (formule de), 376, 523.

L

Lames d'air, 19, 220, 374, 416.
Lécher (fils de), 512, 522, 530.
Lignes (propriétés fondamentales des), 380 à 386, 467 à 473.
Lignes artificielles, 108.
Ligne coaxiale, 513.
Lignes courtes, 386, 388.
Lignes à faibles pertes, 382, 469.
Ligne à fente, 513, 523.
Ligne en demi-onde, 385, 389, 472.
Ligne en quart d'onde, 384, 389, 469.
Lignes quelconques, 385, 387.
Lignes symétriques, 517.
Lignes de transmission (mesures sur les), 387 à 392, 514.
Linéarité (d'un amplificateur), 256, 732 733, 768.
Lissajous (courbes de), 96, 222, 231, 545.
Logomètre (fréquencemètre à), 229.
Longueur d'onde propre, 12, 334, 402.

M

Masses (laison des), 683.
Maxwell (pont de), 148, 199.
Mesures indirectes (d'impédances), 299, 331.
Mesures simplifiées (sur les lignes), 390.
Mesures usuelles (sur les récepteurs), 683 à 735.
Méthode à un seul signal, 625, 679, 690 à 705, 720, 722.
Méthode à deux signaux, 625, 680, 705 à 709, 721, 722.
Miller (méthode de), 272.
Modulation d'amplitude (mesures sur la), 538 à 568, 642.
Modulation de fréquence, 461, 654, 656, 687, 692.
Modulation de fréquence (contrôle d'une), 461.
Modulations résiduelles, 541, 566, 654.
Modulomètre, 550.
Montage (précautions de), 132, 295, 306, 453.
Montages d'essais (d'un récepteur), 679 à 683.
Morren (pont de), 212.
Moullin (voltmètre de), 57.
Multimètres, 40, 53.
Multivibrateurs, 457.

N

Nernst (pont de), 147.
Normalisations, 617, 618, 660, 663, 678, 682, 683, 713, 718.

O

Ondes amorties (mesures en), 463.
Ondes modulées (mesures en), 458.
Onde stationnaire (facteur d'), 495, 496.
Onde stationnaire (méthode de l'), 494 à 512.
Ondemètres, 434, 437, 441, 444, 451, 457, 531.
Ondemètres à absorption, 441.
Ondemètres à résonance, 437.
Opposition (méthode d'), 553, 561, 564.
Oscillateur à absorption, 443.
Oscillateur à battement, 33.
Oscillogramme (relevé d'un), 94, 230, 542, 557, 699 à 705.
Oscillographe de mesure, 93.
Oscilloscope, 83 à 103, 197, 214, 221, 230, 254, 262, 271, 542, 556, 557, 564, 699 à 705.

P

Paramètres de détection, 285.
Parasites, 604 à 619.
Pearson (méthode de), 755.

Pente (d'un tube), 266, 268, 275, 276, 278, 285.
Pente de conversion, 286, 287.
Pentodes (mesures sur les), 265, 278, 280, 738.
Pertes latérales (d'un circuit oscillant), 367, 370.
Pertes séparées (méthode des), 536.
Perturbateurs étalons, 612, 756.
Phasemètres, 232, 241, 242.
Piston (affaiblisseurs à), 117.
Points singuliers, 696, 699.
Ponts différentiels, 175.
Ponts d'impédances, 126 à 163.
Pont d'inductances, 148, 198.
Ponts à haute fréquence, 153 à 163, 296, 298 à 303.
Ponts en T, 163 à 175, 249, 304, 305.
Porteuse (d'une onde modulée), 556, 641.
Potentiomètres, 107.
Prises de terre (résistance des), 404.
Produits d'intermodulation, 260, 633, 714.
Psophométrique (filtre), 677.
Puissances (mesures des), 261, 479.
Puissance disponible (d'un générateur), 663.
Puissance d'un émetteur, 534 à 538.
Puissance rayonnée, 538.
Puissance de sortie (d'un récepteur), 261, 628, 632, 670, 710, 713.
Puissance de sortie de référence, 632, 713.
Puissance d'un tube, 282.
Puissance maximale utilisable, 260, 282, 632. 710.

Q

Q-mètre (voir acuimètre).
Quadratique (voltmètre), 56.
Quadripôle symétrique (impédance d'un), 425.
Quart d'onde (ligne, voltmètre, transformateur), 384, 389, 469, 476, 532.
Quartz (mesures sur les), 406 à 420.

R

Rayonnements (d'un récepteur), 635, 727 à 731.
Réactance effective (d'une antenne), 398, 401.
Réalisation (des circuits de mesure), 446, 453, 649.
Récepteurs (mesures sur les), 620 à 777.
Récepteurs de mesure (des champs), 595 à 598.
Rectangulaires (courants), 777 à 783.
Réducteurs à capacités, 52, 82.
Reflexion (coefficient de), 495, 518.
Réglage normal (d'un récepteur), 630, 689.
Régulateur automatique de gain, 686, 687, 694, 717, 719.
Rendement d'une antenne, 405.
Réseau de bruit (d'un récepteur), 768, 770.
Réseau de détection (d'un récepteur), 766.
Réserve d'amplification, 632, 690.
Resensibilisation (temps), 719.
Résistances, 1 à 7, 145, 196, 198, 291, 301, 305, 322, 324, 326 à 332.
Résistance apparente (d'une bobine), 11, 322.
Résistance additionnelle (méthode de la), 322, 324, 327, 329, 399.
Résistance effective (d'une antenne), 399, 535.
Résistances étalons, 5.
Résistance interne (d'un tube), 266, 267, 274, 277, 278, 285.
Résistances internes, 363, 365.
Résistances négatives (pont pour), 180.
Résistance de bruit (d'un tube), 737.
Résistance de charge, 255, 628, 668.
Résistance de rayonnement (d'une antenne), 403.
Résonance (méthode de la). 395, 400, 486, 530.
Résonance (ondemètre à), 437, 531.
Résonance (pont à), 149, 199, 220, 245.
Résonance de courant, 184, 191, 314, 395, 435, 438.
Résonance de tension, 186, 192, 316, 319, 436, 439, 487.
Résonateurs mécaniques, 223, 406, 464.
Résultats (présentation des), 689, 697, 707, 716, 717, 727.
Retour du spot, 90.
Rigidité diélectrique, 379.
Ronflements, 261, 627, 672.

S

Sauty (pont de), 146, 203, 213.
Schémas équivalents, 14, 19, 25, 29, 306, 406.
Schéring (pont de), 147, 156, 203.
Scott (pont de), 175.
Sélectivité, 631, 690 à 709.
Sensibilité d'un pont, 137.
Sensibilité d'un récepteur, 629, 684 à 690, 763, 775.
Sensibilité variable (méthode de), 596.
Seuil (voltmètre à), 57.
Sifflements, 627, 722 à 727.
Signal à l'entrée, 625, 662, 664 à 668, 692.
Signal à la sortie, 627, 668 à 678.
Signal maximal utilisable (à 713, l'entrée), 772.
Signal/bruit (rapport), 675, 678.
Signal utile, 678.
Sinclair (pont de), 172.
Smith (diagramme de), 509.
Souffle (dans un récepteur), 627, 672, 739, 754.
Sources de courant, 30, 126, 197, 293, 635.
Spectre (d'un émetteur), 573, 574.
Stabilité (d'un émetteur), 569, 572.
Stabilité (d'un récepteur), 635, 733.
Substitution (méthode de), 142, 303, 340, 394, 535.

Super-réaction (récepteur à), 596, 672.
Suramplification, 632-775.
Synchronisation (d'une base de temps), 90.
Synchronisé (ondemètre hétérodyne), 457.

T

Taux d'harmoniques, 243, 245, 541, 564.
Taux d'intermodulation, 261, 714.
Taux de modulation, 539, 542 à 556, 556 à 563, 642.
Tensions (mesures des), 52 à 83, 475 à 478.
Tensions élevées, 82.
Tensions faibles, 79.
Tensions moyennes, 52 à 79.
Tension de bruit à l'entrée, 739, 750, 752.
Tensions non sinusoïdales, 77.
Thermocouples, 41, 42.
Thévenin (théorème de), 121, 647.
Tonalité, 622, 634.
Transformateurs à écrans, 121.
Transformateurs d'impédance, 252, 470, 531.
Transformateurs d'intensité, 49, 471.
Transformateur sinusoïdal, 112.
Transmodulation, 633, 705.
Trapèze (méthode du), 543, 558.
Trapézoïdale (distorsion), 91.
Trois ampèremètres (méthode des), 395, 537.
Tubes électroniques, 264 à 290.
Tubes réactances, 703.
Types de récepteurs, 623.

U

Universel (pont), 152.
Utilisation pratique (limite d'— des aériens), 579, 582, 583.
Utilisation (des mesures de champ), 601 à 619.

V

Valve (voltmètre à), 58, 475.
Vecchiacchi (fréquencemètre de), 228.
Vide (d'un tube), 270.
Vitesse de propagation, 383, 515.
Vobulateur, 35, 702.
Voltmètres, 52 à 83, 102, 234, 475 à 478.
Voltmètre de crête, 58, 65, 74, 548, 560, 614.
Voltmètre de creux, 68.
Voltmètre à cristal, 477.
Voltmètre à diode, 58, 475.
Voltmètre à ligne (en quart d'onde), 470, 476.
Voltmètre quadatique, 56.
Voltmètre à résistance, 475.
Voltmètres sélectifs, 225, 226, 276.

W

Wagner (pont de), 131.
Wattmètres, 261.
Wattmètre de sortie, 263, 628, 671.
Wheatstone (pont de), 145, 198.
Wien (pont de), 146, 149, 220.

Z

Zéro (méthodes de), 126, 273, 276, 444.

Imprimerie Bussière à Saint-Amand (Cher), France. — 25-9-1962.
Dépôt légal : 3e trimestre 1962. N° d'édition : 4049. N° d'impression : 647.

Imprimé en France